

PRAKTYCZNY

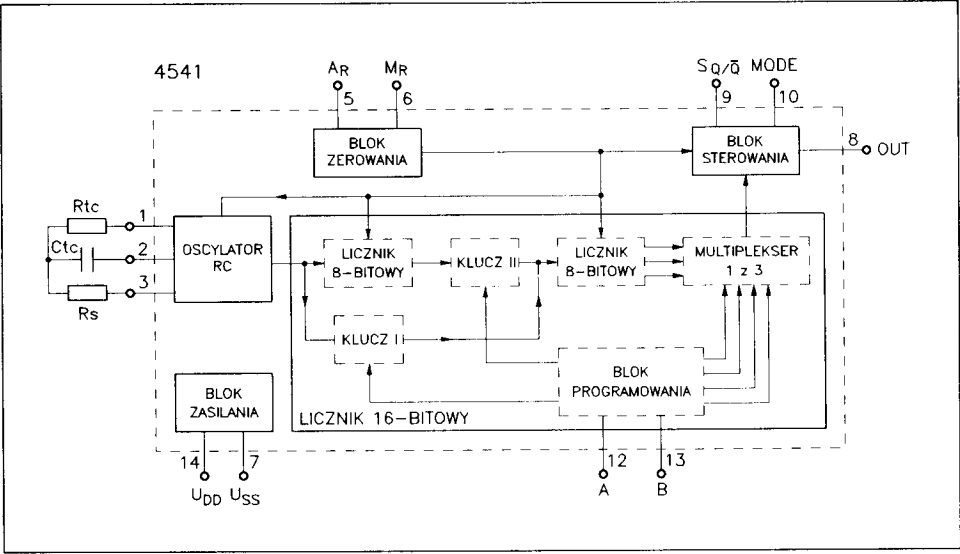
ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

cena 2,10 zł (21000 zł)

**wrzesień
nr 9 '95**

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 25



Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń układu 4541

Wewnętrzny generator może pracować w zakresie od 0÷500 kHz. Częstotliwość generacji dla zakresu 1÷100 kHz można wyznaczyć na podstawie wzoru:

$$f = \frac{1}{2,3 \cdot R_{tc} \cdot C_{tc}}$$

Wartość rezystora R_S wynosi $R_S = 2 \cdot R_{tc}$ i powinna być większa od 10 kΩ. Oscylator wewnętrzny może zostać zastąpiony generatorem wewnętrznym podłączanym do wyprowadzenia 3.

Został jeszcze do omówienia jeden układ programowalnego tajmera 4541. Składa się on z 16-bitowego, programowalnego licznika, generatora RC, układów sterowania i automatycznego zerowania i stopnia wyjściowego.

Układ posiada następujące wejścia i wyjścia:

- wejścia programujące stopień podziału licznika A i B;
- wejście zmieniające polaryzację sygnałów wyjściowych $S_{Q/\bar{Q}}$;
- wejście zmieniające tryb pracy z astabilnej na monostabilną MODE;
- wejście automatycznego zerowania A_R ;
- wejście zerujące M_R ;
- wyjście OUT
- wyprowadzenia do podłączenia zewnętrznych elementów generatora.

Możliwości układu są następujące:

- automatyczne zerowanie po włączeniu napięcia zasilającego;
- asynchroniczne zerowanie licznika z zatrzymaniem pracy wewnętrznego generatora;
- odwracanie polaryzacji sygnału wyjściowego;
- obniżenie poboru mocy podczas pracy bez automatycznego zerowania.

Częstotliwość maksymalna generatora zewnętrznego wynosi: 1,5 MHz dla $V_{DD} = 5\text{ V}$, 4 MHz dla $V_{DD} = 10\text{ V}$, 6 MHz dla $V_{DD} = 15\text{ V}$.

Dzielnik programowalny umożliwia uzyskanie następujących stopni podziału: 2^8 , 2^{10} , 2^{13} , 2^{16} . Stopień podziału zadany jest przez kombinację stanów logicznych na wejściach programujących A i B (patrz Tabela 1).

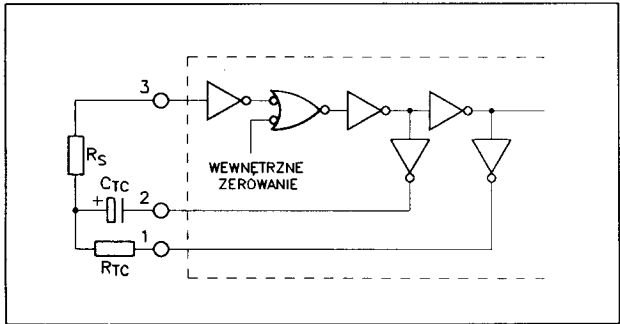
Tabela 1. Programowanie stopnia podziału dzielnika

Wejścia		Liczba stopni dzielnika	Stopień podziału
A	B	n	f_{osc}/f_{OUT}
1	0	8	256
0	1	10	1024
0	0	13	8192
1	1	16	65536

Jak już wcześniej wspomniano układ posiada możliwość automatycznego zerowania po włączeniu napięcia zasilającego, jeżeli oba wejścia A_R i M_R są w stanie niskim. Dla poprawnej pracy układu automatycznego zerowania konieczne jest zasilanie układu scalonego napięciem wyższym od 7,5 V. Wadą pracy układu z automatycznym zerowaniem jest zwiększony pobór prądu w stanie spoczynku.

Licznik może zostać wyzerowany w dowolnej chwili (zerowanie asynchroniczne) przez doprowadzenie do wejścia M_R jedynki logicznej. Spowoduje to także zatrzymanie pracy wewnętrznego oscylatora, i umożliwi start generatora zawsze w tej samej fazie.

Układ może pracować w trybie monostabilnym przy podaniu na wejście MODE zera logicznego, lub w trybie astabilnym przy podaniu jedynki logicznej.



Rys. 2 Schemat podłączenia zewnętrznych elementów generatora

Dokończenie na str. 31

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

WRZESIEŃ nr 9/95

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 25.....	2
Automatyczna blokada zabezpieczająca przed piratami telefonicznymi.....	4
Generator wobulowany.....	8
Zdalnie sterowany obrotowy potencjometr wzmacnienia we wzmacniaczu m.cz.	12
Wysyłkowa sprzedaż elementów.....	I÷IV
Przetwornik „True RMS”.....	17
Alarm samochodowy – wyjaśnienia i uzupełnienia.....	22
Zakłócenia i ich redukcja cz. 5.	25
Modyfikacja alarmu samochodowego z kodem cyfrowym.....	29

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 5,00 zł (50.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 6/93; 6, 11, 12/94; 1-9/95. Cena jednego egzemplarza 2,10 zł (21.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 7/95 i PE 8/95.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:

ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE

ul. Prosta 11 65-001 Zielona Góra

KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra

997283-102847-2541

Ceny:

– 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,10 zł (21.000 zł) + 22% VAT
(najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)

– ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,05 zł (10.500 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”

ul. Prosta 11

65-001 Zielona Góra

tel. 27-04-82 w godz. 10⁰⁰–13⁰⁰

Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

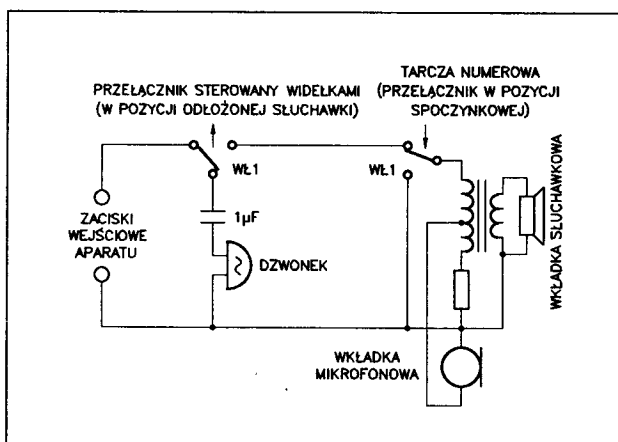
Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Automatyczna blokada zabezpieczająca przed piratami telefonicznymi

W roku 1876 Graham Bell wynalazł telefon, urządzenie które mimo ponad stu lat istnienia jest w dalszym ciągu przedmiotem pożądania wielu naszych rodaków. W chwili gdy w domu, pojawi się magiczna skrzynka połączona z centralą telefoniczną dwoma przewodami (tzw. parą) pojawiają się nowe kłopoty. Jednym z nich są piraci, którzy podłączają się do linii telefonicznej i na nasz rachunek zaczynają wydzwaniać do różnych odległych miejsc. Artykuł przedstawia opis urządzenia, które zabezpiecza nas przed takimi praktykami.

Chcąc poznać zasadę pracy automatycznej blokady należy dokładnie zaznajomić się z aparatem telefonicznym. Z sondażowych rozmów przeprowadzonych z Czytelnikami wynika bowiem, że najwykleszy aparat telefoniczny jest czarną magią. Zasada pracy aparatu telefonicznego, zostanie omówiona na przykładzie rozwiązania klasycznego, tzn. bez układów elektronicznych. Pozwoli to na docenienie wielkości wynalazku Bella, jego prostoty, a także łatwiejsze zrozumienie zasady pracy.

Na rysunku 1 zamieszczono schemat ideowy aparatu telefonicznego. Aparat składa się dosłownie z kilku elementów: wkładki słuchawkowej i mikrofonowej, transformatora, rezystora, dzwonka i kondensatora, oraz dwóch przełączników. Pierwszy z nich WŁ1 sterowany widelkami, na które odkłada się słuchawkę. Przełącznik ten narysowano w pozycji jaką przyjmuje po odłożeniu słuchawki. Drugi przełącznik WŁ2 umieszczony jest w tarczy numerowej i ma bardziej skomplikowaną budowę, niż pokazano to na schemacie. Także ten przełącznik narysowany jest w pozycji spoczynkowej, przy zwolnionej tarczy numerowej.



Rys. 1 Uproszczony schemat ideowy aparatu telefonicznego

W stanie spoczynkowym, kiedy nikt nie korzysta z aparatu telefonicznego, a słuchawka spoczywa na widelkach obwód prądu zasilającego aparat z centrali zamyka się przez kondensator i dzwonek. Telefon zasilany

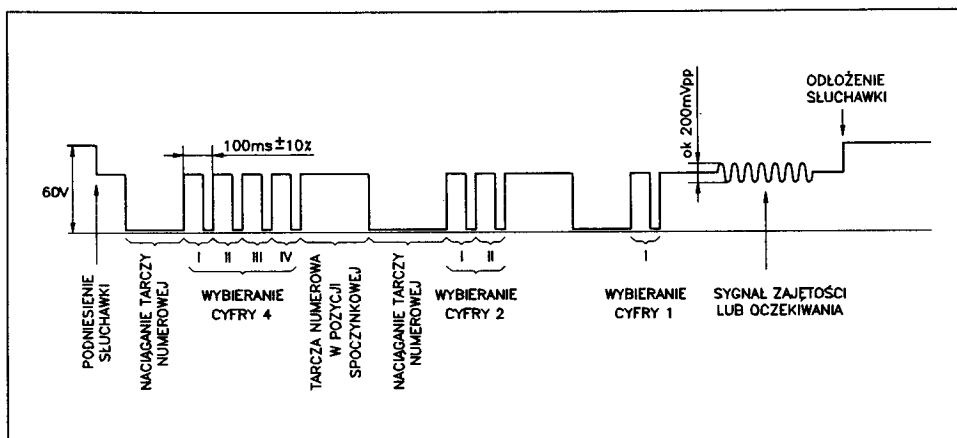
jest napięciem stałym o wartości ok. $50 \div 60$ V w zależności od typu współpracującej centrali. Kondensator umieszczony w obwodzie dzwonka uniemożliwia przepływ prądu stałego. Dzięki takiemu rozwiązaniu aparat w stanie spoczynku nie pobiera prądu zasilającego z centrali telefonicznej.

W chwili podniesienia słuchawki przełącznik WŁ1 zmienia swoje położenie, odłączając dzwonek, a dołączając do linii telefonicznej obwód mikrofonowy. Powoduje to przepływ prądu stałego w obwodzie aparatu, a w konsekwencji w obwodzie centrali i sprawia, że centrala zostanie wywołana. Po zgłoszeniu się, centrala wysyła sygnał ciągły o częstotliwości 400 Hz i amplitudzie kilkuset miliwoltów nałożony na napięcie stałe zasilające aparat. Należy dodać, że po podniesieniu słuchawki, na skutek przepływu prądu przez obwód mikrofonowy napięcie na zasilające aparat spada do ok. $15 \div 20$ V.

Może się zdarzyć, że w pomieszczeniu, z którego prowadzona jest rozmowa znajduje się źródło dźwięku zakłócającego rozmowę (np. głośna praca maszyn, radio, itp.). Wtedy dźwięki odbierana przez mikrofon, po wzmacnieniu będą doprowadzane do słuchawki uniemożliwiając usłyszenie abonenta z którym prowadzi się rozmowę. Dlatego też wkładka mikrofonowa i słuchawkowa podłączone są do linii telefonicznej za pośrednictwem transformatora, tworząc układ antylokalny, którego zadaniem jest minimalizowanie przenikania sygnałów z mikrofonu do słuchawki.

Wybieranie numeru żadanego abonenta polega na wysyłaniu do centrali ciągu impulsów (rys. 2). Cyfrze jeden odpowiada wystąpienie jednego impulsu, cyfrze dwa wystąpienie dwóch impulsów itd. Przy wybieraniu cyfry 0 wysyłanych jest dziesięć impulsów. Impulsy wytwarzane są przez tarczę numerową przez zwieranie linii telefonicznej. Układem wytwarzającym impulsy jest tarcza numerowa zawierająca układ przełączników. Na schemacie ideowym aparatu nie narysowano wszystkich styków tarczy chcąc ułatwić Czytelnikowi zrozumienie zasady działania.

W momencie naciągania tarczy przełącznik WŁ2 zwiera ze sobą końce linii telefonicznej dochodzącej do aparatu. Po wyjęciu palca z otworu tarcza rozpoczyna swój ruch powrotny rozwierając i zwierając linię. Czas trwania jednego impulsu wynosi 100 ms z tolerancją 10%, co odpowiada częstotliwości 10 Hz. Nowoczesne centrale tolerują impulsy o częstotliwościach $8 \div 22$ Hz. Czas zwarcia linii wynosi $1/3$ okresu, a czas rozwarcia $2/3$, choć spotyka się inne czasy zwarcia i rozwarcia w zależności od typu centrali. Po wybraniu jednej cyfry numeru potrzebny jest czas martwy wynoszący co najmniej 200 ms, w trakcie którego linia pozostaje rozwarła. Czas ten niezbędny jest dla rozdzielenia przez centralę poszczególnych cyfr w numerze wybranego abonenta.

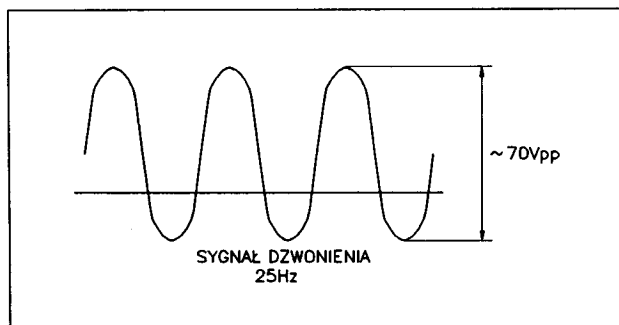


Rys. 2 Harmonogram czasowy ilustrujący zasadę wysyłania impulsów wybierających

Kolejne naciągnięcie tarczy powoduje ponowne zwarcie linii, a następnie wysłanie ciągu impulsów. Warto zauważyć, że zwieranie linii trwa możliwie krótko, tylko w czasie naciągania tarczy i w trakcie impulsowania przez 1/3 czasu trwania impulsu. Ma to na celu zmniejszenie obciążenia energetycznego centrali.

W trakcie wybierania cyfry obwód słuchawki przez cały czas naciągania tarczy i wysyłania impulsów jest odłączony od linii telefonicznej (w słuchawce panuje głucha cisza). Sprawia to że w słuchawce nie słychać trzasków wywołanych wysyłaniem impulsów.

Po zakończeniu wybierania numeru centrala wysyła sygnał wołania o częstotliwości 400 Hz i amplitudzie kilkuset miliwoltów. Natomiast do wybranego przez nas abonenta wysyłany jest sygnał dzwonienia o częstotliwości 25 Hz (czasami 50 Hz) i amplitudzie ok. 70 V (rys. 3). Na sygnał ten nałożona jest składowa stała o wartości ok. 50 V.



Rys. 3 Sygnał dzwonienia

Składowa zmienna sygnału dzwonienia przepływa przez kondensator C i dzwonek informując abonenta o konieczności odebrania telefonu. Podniesienie słuchawki powoduje zmianę położenia przełącznika WŁ1 i przepływ prądu stałego informując tym samym centralę, że połączenie doszło do skutku.

Identyczne reagowanie na sygnały z centrali, a także identyczne wysyłanie impulsów zapewnia telefon elektroniczny z klawiaturą. Piękno klasycznego aparatu wiąże się z mnogością funkcji realizowaną w tak prostym układzie elektrycznym.

Zastanówmy się teraz co będzie się działo, jeżeli do naszej linii telefonicznej podłączy się pirat. Samo dołączenie drugiego aparatu nie spowoduje niczego zauważalnego. Zmieni się tylko impedancja obciążająca linię. W czasie kiedy pirat wybiera numer linia będzie zwierana. Jeżeli w naszym domu jest klasyczny aparat telefoniczny, wybieranie numeru usłyszymy jako delikatne podzwanianie dzwonka.

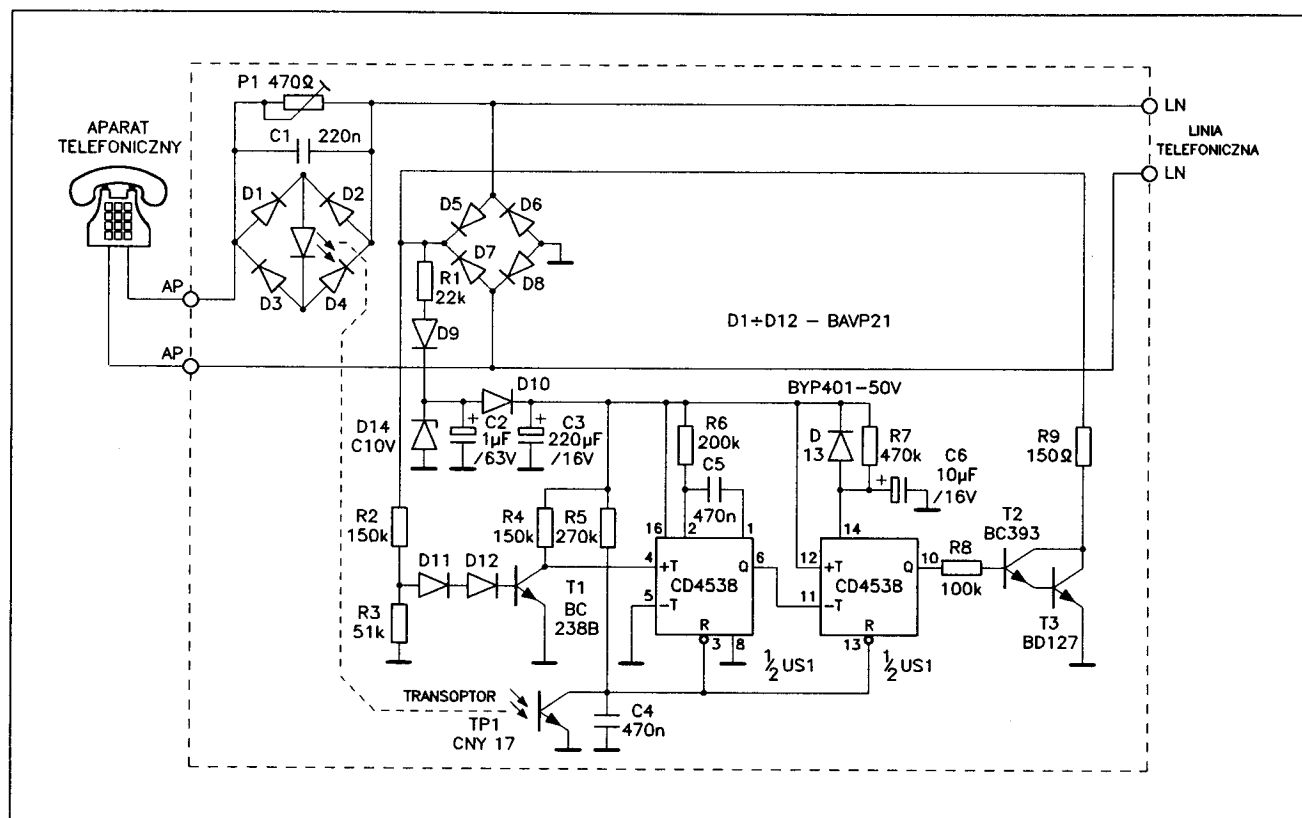
W aparatach elektronicznych wybieranie numeru przez pirata z reguły nie jest słyszalne, przy czym bez znaczenia jest jakim telefonem on dysponuje. Jeżeli usłyszymy podzwanianie dzwonka i podniesiemy słuchawkę pirat usłyszy stuk w swoim aparacie wywołany zwiększeniem przepływu prądu stałego przez nasz aparat i natychmiast się rozłączy. Osoba nie znająca się na rzeczy pomyśli, że była to pomyłka w centrali, a dzwonek zadzwonił słabiej niż normalnie. Nic bardziej błędnego, ktoś chciał nas okraść korzystając z naszego łącza.

Powstaje zatem pytanie w jaki sposób zabezpieczyć się przed takimi "numerami". Odpowiedź wydaje się oczywista: wystarczy kontrolować stan linii telefonicznej. W przypadku pojawienia się na linii impulsów wybierania numeru wystarczy linię zewrzeć na pewien czas, aby uniemożliwić dodzwonienie się. Zwarta linia blokuje bowiem możliwość wysyłania impulsów przez pirata. Według takiej zasady działa nasz układ automatycznej blokady, zabezpieczającej przed piratami.

Opis układu

Idea pracy urządzenia jest bardzo prosta, lecz podczas projektowania i prób przysporzyła ona wiele problemów, które na szczęście udało się pomyślnie pokonać. Urządzenie włączone jest pomiędzy linię telefoniczną przychodzącą do naszego mieszkania, a aparat telefoniczny (dowolnego typu). W szereg z dowolnym z przewodów linii telefonicznej włączony jest mostek Graetz'a D1÷D4. W przekątnej mostka umieszczono diodę transoptora TP1. Przez mostek może przepływać w obu kierunkach prąd dzwonienia, a także prąd stały w czasie podniesienia słuchawki i prowadzenia rozmowy. Mostek nie przeszkadza także w zwieraniu linii telefonicznej w czasie wybierania numeru.

Przez diodę transoptora przepływa natomiast prąd tylko w jednym kierunku, powodując jej "zaświecenie" się i wysterowanie tranzystora umieszczonego w transoptorze. Sytuacja taka ("zaświecenie" się diody transoptora) ma miejsce przez cały czas kiedy podniesiona jest słuchawka w naszym aparacie, i w czasie kiedy ktoś do nas dzwoni, czyli kiedy linią są wysyłane sygnały dzwonienia.



Rys. 4 Schemat ideowy automatycznej blokady zabezpieczającej przed piratami telefonicznymi

Należy dodać, że diody mostka i dioda transoptora nie wnoszą zniekształceń sygnałów fonicznych, gdyż są one spolaryzowane przepływem prądu stałego przez obwód mikrofonowy telefonu. Kondensator C1 bocznikując mostek zmniejsza przepływ prądu dzwonięcia przez diodę transoptora. Natomiast potencjometr P1 umożliwia zmniejszenie rezystancji przejściowej układu w czasie wybierania numeru (zwierania linii).

Zatem z transoptora otrzymuje się informację, że w naszym aparacie została podniesiona słuchawka, lub do naszego aparatu wysłano sygnał dzwonięcia. Natomiast zwieranie linii przez pirata nie powoduje zapalenia się diody.

Drugi mostek Gretza D5÷D8 włączony jest równolegle do linii telefonicznej. Za pośrednictwem rezystora R1 i diody D9 dostarcza ona napięcie zasilające układ elektroniczny urządzenia. Napięcie zasilające stabilizowane jest przez diodę Zenera D14 do wartości ok. 10 V. Z uwagi na niewielki prąd płynący przez diodę D14 napięcie zasilania może być wyższe niż 10 V, lecz nie przekracza wartości 15 V, granicznej dla zasilania układu CD 4538. Dioda D9 blokuje "powrót" napięcia z kondensatora C2 w czasie kiedy linia jest zwarta i brak jest napięcia zasilającego. Podobne zadanie ma dioda D10 uniemożliwiając rozładowanie kondensatora C3 przez diodę Zenera D14.

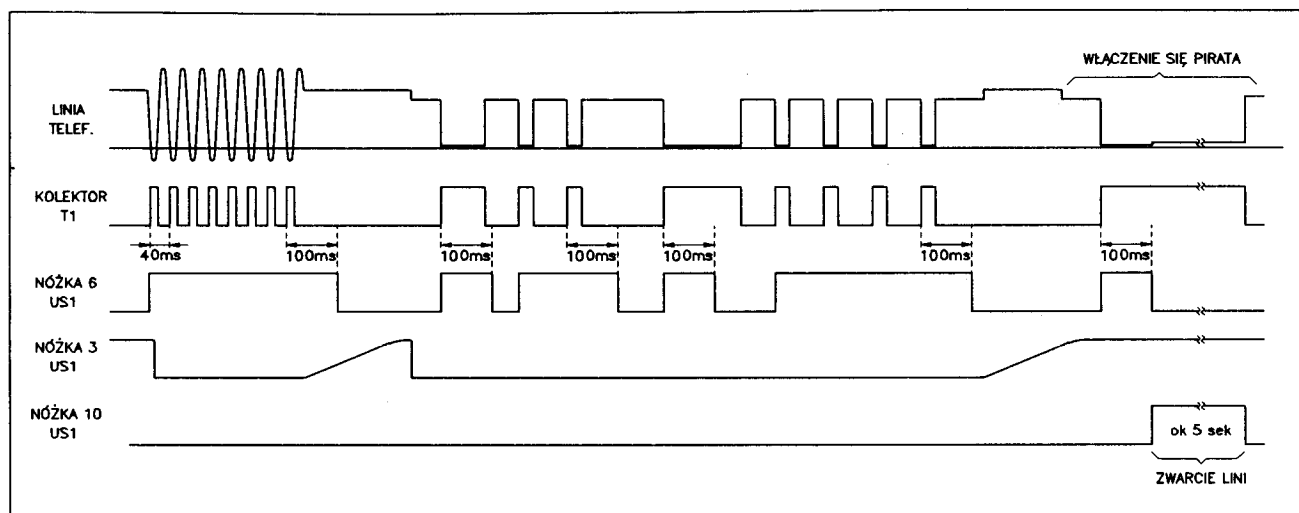
Z katod diod D5 i D7 mostka Graetz'a napięcie stałe z linii telefonicznej doprowadzone jest za pośrednictwem dzielnika R2 i R3 do bazy tranzystora T1. W czasie gdy na linii panuje napięcie stałe tranzystor T1 jest w stanie nasycenia. Natomiast zatyka się on jeżeli na-

pięcie na linii spadnie poniżej wartości ok. 7 V. Przesunięcie progu zatkania tranzystora uzyskano dzięki wprowadzeniu dodatkowych diod D11 i D12, które w połączeniu z dzielnikiem R2 i R3 tworzą układ progowy.

Spadek napięcia na linii telefonicznej poniżej wartości 7 V ma miejsce w czasie wysyłania przez centralę sygnałów dzwonięcia, lub w czasie wybierania numeru (obojętnie czy przez właściciela telefonu, czy przez pirata (rys. 5). Narastające zbocze napięcia na kolektorze T1 powoduje wyzwolenie pierwszego przerzutnika monostabilnego, który generuje impuls o czasie trwania ok. 100 ms. Opadające zbocze tego impulsu (nóżka 6 US1) wyzwala drugi układ czasowy, generujący impuls trwający ok. 5 sek. Impuls ten wystawia układ Darlingtona składający się z tranzystorów T2 i T3. Wystawiany układ Darlingtona za pośrednictwem rezystora R9 i diod D5, D8 lub diod D6, D7 zwiera linię telefoniczną na czas generowania impulsu przez drugi układ czasowy.

W czasie kiedy linia jest zwarta napięcie zasilania układu US1 podtrzymywane jest przez kondensator C3, którego pojemność pozwala na nieprzerwaną pracę przez ok. jedną minutę.

Tranzystor w transoptorze TP1 umożliwia blokowanie obu układów czasowych, przez zwarcie wejść zerujących z masą. Dzieje się tak tylko w przypadku gdy słuchawka w naszym aparacie jest zdjęta z widełek, lub do naszego aparatu jest wysłany sygnał dzwonięcia. Zatem zwieranie linii telefonicznej pojawia się tylko w sytuacji, kiedy pirat podłączony do linii próbuje wybierać numer.



Rys. 5 Harmonogramy czasowe pracy układu

Opóźnienie zwierania linii przez urządzenie, o czasie 100 ms generowane przez pierwszy układ czasowy ma na celu zapobieżenie niepożądanemu zwarciu linii podczas sygnału dzwonienia, gdyż możliwa jest sytuacja, że tranzystor T1 zostanie zatkany wcześniej niż prąd płynący przez diodę transoptora spowoduje nasycenie się tranzystora w TP1. Elementy R5 i C4 podtrzymują zwarcie wejść zerujących układu US1 do masy w czasie gdy amplituda prądu dzwonienia przechodzi przez zero i tranzystor w transoptorze zostaje zatkany.

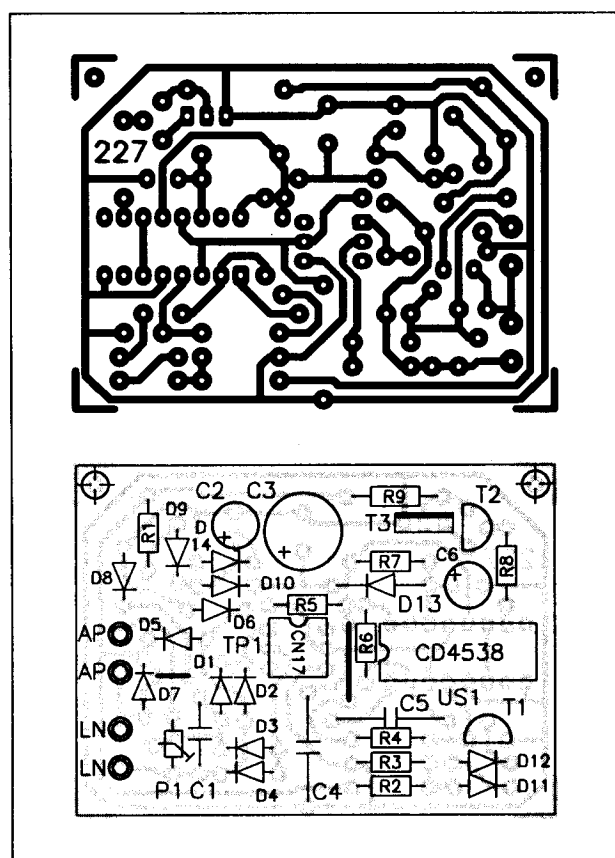
Prąd pobierany przez układ nie przekracza wartości 2,2 mA i nie powoduje fałszywego wywołania centrali.

Montaż i uruchomienie

Po zamontowaniu wszystkich elementów, za wyjątkiem rezystora R9, który montowany jest w końcowej fazie uruchamiania można podłączyć układ pomiędzy linię telefoniczną przychodzącą do domu, a aparat telefoniczny. Aparat podłącza się do zacisków oznaczonych jako AP, a linię do zacisków LN. Kolejność przewodów nie odgrywa żadnej roli. Podczas łączenia przewodów należy zachować ostrożność, gdyż napięcie na linii telefonicznej wynosi ok. 60 V i może być przyczyną niezłego "kopnięcia".

Potencjometr P1 ustawia się w pozycji środkowej. Następnie można zmierzyć napięcie zasilające układ scalony US1, powinno ono wynosić ok. 10÷15 V (dokładna wartość nie ma znaczenia). Następnie podłącza się woltomierz o $R_{we} \geq 10 M\Omega$ pomiędzy masę układu a nóżkę 3 US1. Woltomierz powinien pokazywać napięcie zasilania. Po zdjęciu słuchawki z widełek wartość napięcia powinna spaść do zera (w praktyce do ok. 0,2÷0,5 V). Świadczy to o prawidłowej pracy układu transoptora. Teraz można przeprowadzić próbę wybrania numeru np. 926 – zegarynka. Jeżeli nie uda uzyskać się połączenia należy zmniejszyć wartość rezystancji potencjometru P1. Zbyt duże zmniejszenie wartości może spowodować, że napięcie na nóżce 3 US1 nie będzie spadało do zera. Powyższa regulację można uznać za zakończoną, jeżeli aparat telefoniczny będzie pozwalał

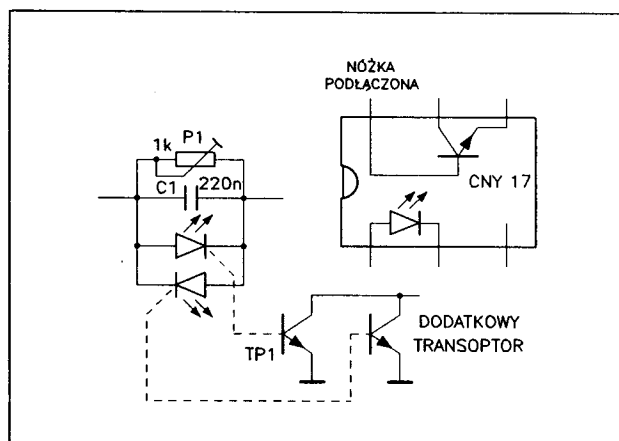
na prawidłowe wybieranie numeru, a napięcie na nóżce 3 US1 będzie spadało do zera przy podniesieniu słuchawki.



Rys. 6 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Następną czynnością będzie poproszenie znajomych posiadających telefon, aby zadzwonili do nas. W chwili kiedy usłyszymy dzwonek napięcie na nóżce 3 US1 powinno także spaść do zera. Jeżeli tak nie jest wartość rezystancji potencjometru P1 jest zbyt mała.

Wszystkie powyższe czynności sprawdzające należy przeprowadzić powtórnie (nie regulując już potencjometru P1) mierząc napięcie na wyjściu drugiego układu czasowego. Powinno ono cały czas wynosić 0 V, zarówno po podniesieniu słuchawki, jak i po wybieraniu numeru, a także w czasie gdy ktoś do nas dzwoni. Jeżeli układ działa poprawnie można na chwilę zewrzeć linię telefoniczną. Powinno to spowodować pojawienie się napięcia ok. 10 V na nóżce 10 US1, które zniknie po ok. 5 sek. od chwili ostatniego zwarcia. Teraz już można zamontować rezystor R9 i urządzenie jest gotowe do pracy. Końcowe sprawdzenie skuteczności działania jest możliwe po podłączeniu do linii drugiego telefonu i sprawdzenie czy można z niego gdzieś się dodzwonić. Jeżeli próby dodzwonienia zakończą się fiaskiem oznacza to że żaden pirat nie jest w stanie nam zaszkodzić.



Rys. 7 Schemat zmodyfikowanego fragmentu układu i rozkład wyprowadzeń transoptora

Jeżeli wszelkie próby ustawienia potencjometru P1 zakończą się niepowodzeniem można zmodyfikować układ zgodnie ze schematem podanym na rysunku 7, wprowadzając drugi transoptor i likwidując mostek Gretza D1÷D4. Tranzystor drugiego transoptora łączy

się równolegle z pierwszym. Wartość potencjometru P1 ulega zmianie na 1 kΩ. Dodatkowy transoptor można zamontować nad pierwszym lutując nóżki 4 i 5 (nóżkę 6 zostawić wiszącą w powietrzu). Nóżkę 1 dodatkowego transoptora łączy się z nóżką 2 transoptora wlotowego w płytkę drukowaną, a nóżkę 2 transoptora dodatkowego z nóżką 1. Wszystkie regulacje należy przeprowadzić tak jak podano to powyżej.

Wykaz elementów

US1	– CD 4538
T1	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T2	– BC 393 lub dowolny npn $h_{21} \geq 50$ $U_{CE} \geq 100$ V
T3	– BD 127 (BD 128, BD 129)
D1÷D12	– BAVP 21 (1N4148)
D13	– BYP 401-50 (1N4001÷4007)
D14	– BZP 683 C10 (BZX 79 na napięcie 10 V)
TP1	– CNY 17 (transoptor)
R9	– 150 Ω/0,5 W
R1	– 22 kΩ/0,125 W
R3	– 51 kΩ/0,125 W
R8	– 100 kΩ/0,125 W
R2, R4	– 150 kΩ/0,125 W
R6	– 200 kΩ/0,125 W
R5	– 270 kΩ/0,125 W
R7	– 470 kΩ/0,125 W
P1	– 470 Ω TVP 1232 "stojący"
C1	– 220 nF/100 V MKSE-018-02
C4, C5	– 470 nF/100 V MKSE-018-02
C2	– 1 μF/63 V O4/U
C6	– 10 μF/16 V O4/U
C3	– 220 μF/16 V O4/U

płytką drukowaną numer 227

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,10 zł (11.000 zł) + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Generator wobulowany

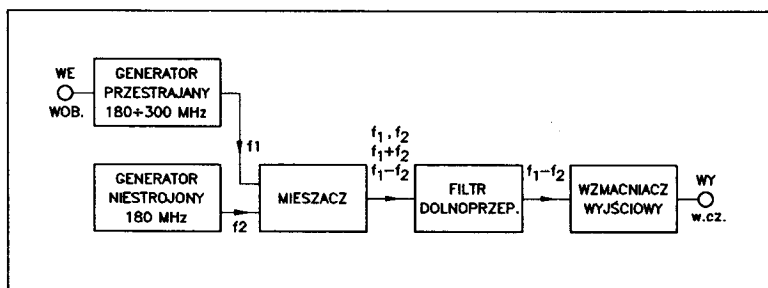
Proponujemy wykonanie generatora wobulowanego o zakresie częstotliwości 100 kHz do 120 MHz. Generator umożliwi strojenie odbiorników radiowych AM i FM, torów p.cz. odbiorników radiowych i telewizyjnych, filtrów i układów krótkofalarskich. Przewidziane jest jego wykorzystanie z wcześniej opublikowanymi: przystawką wobulacyjną PE 3/94 i generatorem znaczników PE 4/94.

Działanie i opis układu

Uzyskanie tak szerokiego zakresu przestrajania możliwe jest w układzie tzw. generatora dudnieniowego.

Składa się on w zasadzie z dwóch generatorów wielkiej częstotliwości LC, których sygnały podawane są do mieszacza. Mieszacz jest układem nieliniowym, na wyjściu którego oprócz sygnałów o częstotliwościach sygnałów wejściowych pojawiają się sygnały o częstotliwościach odpowiadających sumie i różnicy częstotliwości sygnałów wejściowych. Częstotliwość jednego z generatorów jest ustalona, natomiast drugiego zmieniana. Podłączony do wyjścia mieszacza filtr dolnoprzepustowy wydziela sygnał o częstotliwości będącej różnicą częstotliwości sygnałów obu generatorów. Jeżeli częstotliwości obu generatorów będą zbliżone na wyjściu filtru uzyskamy sygnał o małej częstotliwości.

Zwiększając częstotliwość sygnału generatora przestrajanego uzyskujemy zwiększenie częstotliwości sygnału wyjściowego. Schemat blokowy generatora przedstawiono na rys. 1.



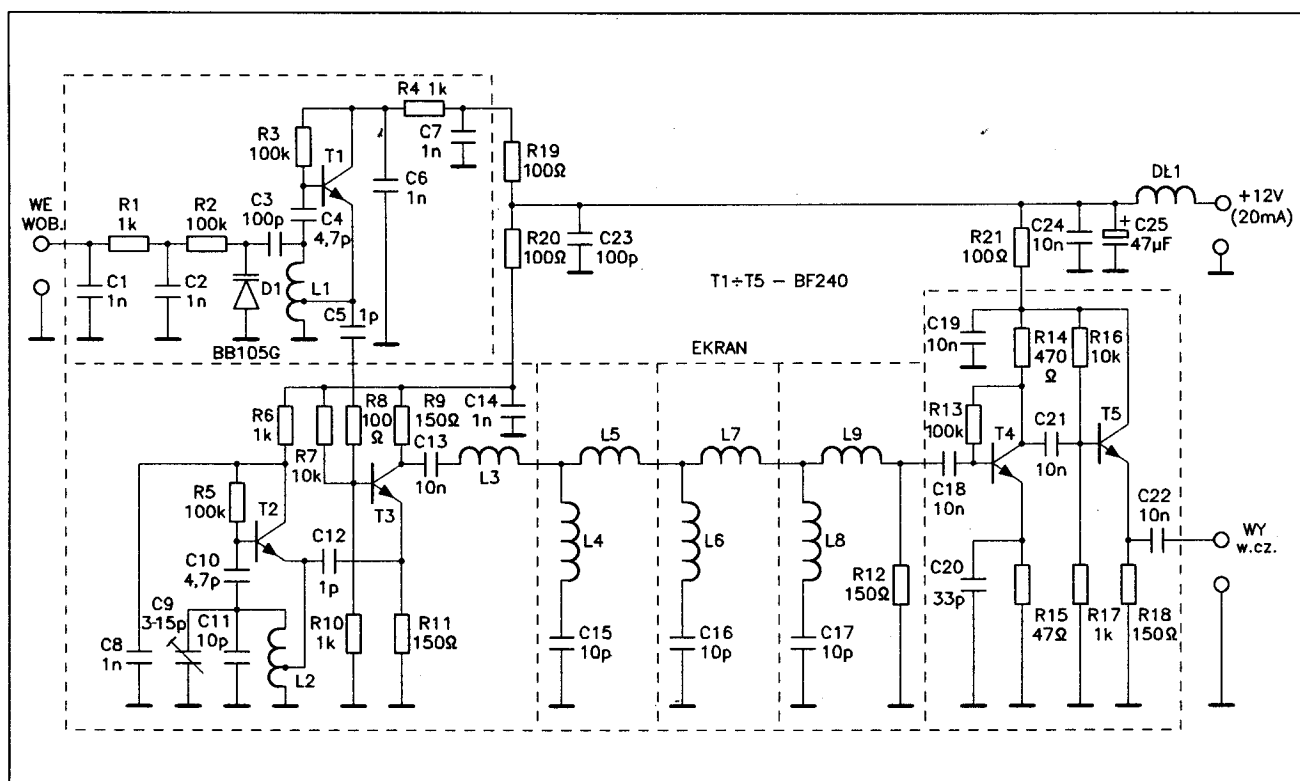
Rys. 1 Schemat blokowy generatora

Schemat ten odpowiada podanej zasadzie działania generatora dudnieniowego. Generator niestrojony (o stałej częstotliwości) dostrojony jest do częstotliwości około 180 MHz. Generator przestrajany (o zmiennej częstotliwości) jest przestrajany (wobulowany) za pomocą doprowadzonego z zewnątrz napięcia o zakresie $2\div 28$ V uzyskiwanego np. z wymienionej wcześniej przystawki wobulacyjnej. Orientacyjny zakres przestrajania generatora wynosi $180\div 300$ MHz. Umożliwia to uzyskanie na wyjściu filtra, sygnału o wymaganym zakresie częstotliwości $100\text{ kHz}\div 120$ MHz. Częstotliwość graniczna filtra wynosi około 130 MHz. Sygnał z wyjścia filtra jest wzmacniany we wzmacniaczu wyjściowym. Sygnał ten nie może być bezpośrednio wykorzystany do sterowania badanego układu. Należy podać go do wzmacniacza kluczonego tzn. wyłączanego na okres powrotu plamki na ekranie lampy oscyloskopowej. Wzmacniacz kluczowany znajduje się na płycie przystawki wobulacyjnej.

Dzięki temu uzyskamy na ekranie oscyloskopu współpracującego z generatorem wobulowanym poziomą linię odniesienia. Wzmacniacz kluczowany posiada także regulację napięcia wyjściowego. Dalej zajmujemy się schematem ideowym generatora wobulowanego przedstawionym na rys. 2.

Generator przestrajany zrealizowany jest na tranzystorze T1. Jest to generator Hartley'a (z dzieloną indukcyjnością) a tranzystor pracuje w układzie ze wspólnym kolektorem. Obwód rezonansowy generatora jest przestrajany za pomocą diody pojemnościowej D1 dołączanej do obwodu za pośrednictwem kondensatora C3. Do katody diody D1 doprowadzone jest napięcie przestrajające za pośrednictwem rezystorów R1 i R2 pełniących wraz z kondensatorami C1 i C2 rolę filtrów w.c.z.

Generator o stałej częstotliwości T2 pracuje w takim samym układzie. Jedynie w obwodzie rezonansowym zamiast diody pojemnościowej znajdują się równolegle połączone trymer C9 i kondensator C11. Trymer C9 przewidziany jest do dostrojenia generatora niestrojonego do najmniejszej częstotliwości generatora przestrajanego, która zależy od minimalnego napięcia strojącego i egzemplarza diody pojemnościowej D1.



Rys. 2 Schemat ideowy generatora wobulowanego

Sygnal z generatora przestrajanego jest za pośrednictwem kondensatora C5 i rezystora R8 podawany na bazę mieszacza zrealizowanego na tranzystorze T3. Sygnal z generatora niestrajonego podawany jest na emiter T3 za pośrednictwem kondensatora C12. Sygnal wyjściowy mieszacza pobierany jest z kolektora tranzystora T3 i przez kondensator C13 podawany na wejście filtru dolnoprzepustowego LC. Jest to trójczłonowy filtr typu T o impedancji falowej 150 Ω .

Sygnal z wyjścia filtru przez kondensator C18 podawany jest do wzmacniacza w.cz. zrealizowanego na tranzystorze T4. Jest to wzmacniacz w układzie ze wspólnym emitorem. Sygnal z kolektora T4 podawany jest do wtórника emiterowego na tranzystorze T5. Zadaniem wtórника jest odseparowanie wzmacniacza od obciążenia i zapewnienie małej rezystancji wyjściowej.

Rozbudowany układ filtracji napięć zasilających ma za zadanie zmniejszenie przenikania sygnałów generatorów i mieszacza do innych obwodów. Z tego względu wymagane jest także staranne ekranowanie poszczególnych członów generatora wobulowanego. Generator należy zasilac stabilizowanym napięciem +12 V. Można wykorzystać zasilacz +12 V znajdujący się na płytce przystawki wobulacyjnej.

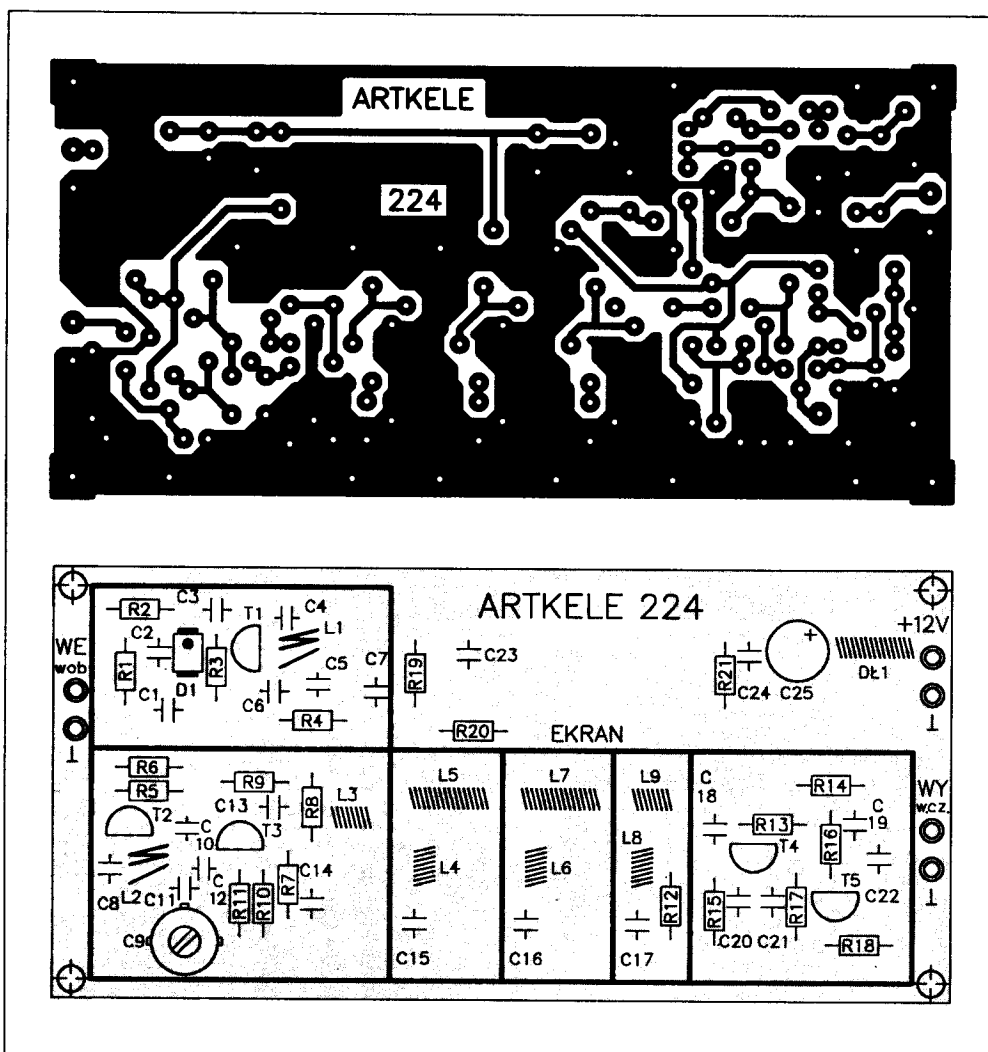
Montaż i uruchomienie

Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów pokazane są na rys. 3.

Przed montażem rozwinąć otwory pod kołki lutownicze, trymer C9 i wyprowadzenia cewek L1 i L2. Także przed montażem elementów wskazane jest wykonanie cewek indukcyjnych. Do wykonania cewek należy zaopatrzyć się w odcinek drutu miedzianego srebrzonego (tzw. srebrzanka) o średnicy $0,7 \pm 0,8$ mm i drut miedziany w emalii o średnicy $0,4 \pm 0,5$ mm, najlepiej tzw. samocynujący. Wszystkie cewki przewidziane są jako powietrzne.

Cewki L1 i L2 są takie same i składają się każda z dwóch części nawiniętych srebrzanką na trzpieniu o średnicy 4 mm. Część pierwsza posiada 1,5 zwoja, a druga 0,5 zwoja. Za 0,5 zwoja uważany jest zwoj niezamknięty. Kierunek nawinięcia cewek dobrać do rozmieszczenia otworów w płytce drukowanej. Cewki zamontować dociskając do płytki zgodnie z rys. 3. Góra części 0,5 zwoja powinna być na wysokości góry części 1,5 zwoja.

Cewki L3÷L9 i dławik Dł1 należy nawinąć drutem w emalii na trzpieniu o średnicy 3 mm.



Rys. 3 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Zwrócić uwagę na kierunek nawinięcia, który wynika z rozmieszczenia otworów na płytce drukowanej. Ilości zwojów są następujące:

- L4, L6, L8	- 5,5
- L3, L9	- 7,5
- L5, L7	- 13,5
- Dł1	- 19,5.

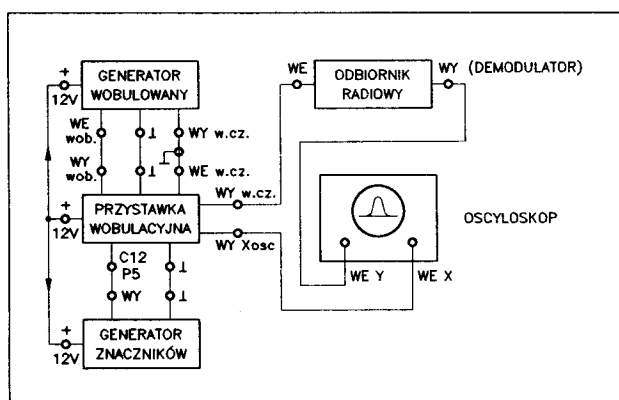
Cewki zamontować bezpośrednio na powierzchni płytki.

Kondensatory i rezystory zamontować jak najbliżej płytki drukowanej aby do minimum zmniejszyć długości doprowadzeń. Tranzystory zamontować na wysokości 3÷4 mm nad powierzchnią płytki.

Ekran wykonać z paska blachy mosiężnej lub stalowej cynowanej o grubości 0,35 mm i szerokości 15 mm zgodnie z rysunkiem montażowym i rozmieszczeniem otworów w płytce drukowanej. Ekran mocować do płytki przez lutowanie za pomocą odcinków obciętych doprowadzeń.

Starannie zalutować wszystkie miejsca łączeń blach ekranu. Przestrzenie generatorów i filtra zamknąć pokrywką z tej samej blachy, którą należy przylutować po uruchomieniu układu. W pokrywce wykonać otwór umożliwiający regulację kondensatora C9.

Po zamontowaniu wszystkich elementów i sprawdzeniu poprawności montażu przystępujemy do uruchomienia układu. Do uruchomienia niezbędne jest oczywiście zasilanie, które najprościej jest uzyskać z przystawki wobulacyjnej. Bez przystawki wobulacyjnej niezbędne są dwa napięcia zasilające: stabilizowane $+12\text{ V}$ i regulowane w zakresie $2\div 28\text{ V}$. W dalszym ciągu tekstu zakładam, że układ będzie współpracował z przystawką wobulacyjną. Do uruchamiania nie jest wymagany generator znaczników, natomiast jest wskazany do dalszej eksploatacji generatora wobulowanego. Schemat połączeń poszczególnych bloków przedstawiony jest na rys. 4.



Rys. 4 Schemat połączeń bloków generatora wobulowanego

Po podłączeniu zasilania sprawdzić wartości napięć zasilających a następnie punkty pracy tranzystorów. Napięcia na kolektorach tranzystorów T1 i T2 powinny zawierać się w zakresie $6,5\div 8,5\text{ V}$. Dotykanie cewki L1 powinno powodować nieznaczny spadek napięcia na kolektorze T1 co świadczy o generacji drgań. Podobnie dotykanie L2 powinno powodować nieznaczny spadek napięcia na kolektorze T2. Napięcie na kolektorze T3 powinno wynosić około 10 V . Na kolektorze T4 powinno być napięcie zbliżone do 9 V , a na emiterze T5 – $0,15\text{ V}$.

W przystawce wobulacyjnej skrócić na minimum potencjometr P3 a potencjometr P4 ustawić w położeniu zapewniającym minimalną wartość napięcia strojenia. Napięcie stałe na wejściu "WE. WOB" generatora powinno wynosić około 2 V . Podłączyć oscyloskop do wyjścia generatora "WY. w.cz." i upewnić się o występowaniu przebiegu w.cz. o wartości skutecznej $20\div 50\text{ mV}$. Regulując trymerem C9 uzyskać częstotliwość sygnału wyjściowego zawierającą się w przedziale $500\div 1000\text{ kHz}$. Zwiększanie napięcia strojącego potencjometrem P4 powinno początkowo zmniejszać częstotliwość sygnału wyjściowego a następnie zwiększać. Inaczej częstotliwość sygnału generatora niestrojonego powinna być większa o $500\div 1000\text{ kHz}$ od minimalnej częstotliwości generatora przestrajanego. Zapewni to zapas

niezbędny przy ewentualnych przypadkowych rozstrojeniach.

Jeżeli dysponujemy częstotściomierzem można dokładnie ustalić częstotliwości generatorów. Minimalna częstotliwość generatora przestrajanego powinna zawierać się w przedziale $170\div 180\text{ MHz}$. Niewielkie przestrojenie generatora można uzyskać przez ściskanie lub rozciąganie cewki L1. Częstotliwość generatora niestrojonego ustalić trymerem C9 zgodnie z podanymi wyżej uwagami. Podłączając częstotściomierz do wyjścia generatora można sprawdzić zakres częstotliwości wyjściowych. Filtr dolnoprzepustowy nie wymaga strojenia.

Na tym uruchamianie zostaje właściwie zakończone i można przystąpić do montażu końcowego a następnie praktycznego sprawdzenia działania układu. W układzie przystawki wobulacyjnej należy równolegle do kondensatorów C7, C8 i C12 dolutować kondensatory o pojemności 10 nF . Przystawkę wobulacyjną i generator znaczników należy umieścić w obudowach ekranujących. Połączenia sygnałów wykonać przewodem ekranowanym. Przy opisie przystawki wobulacyjnej podany jest układ demodulatora pomiarowego, który może okazać się przydatny do obserwacji charakterystyk filtrów i wzmacniaczy. Połączenie generatora wobulowanego i przystawki do oscyloskopu oraz regulacje opisane są w PE 3/94. Wykorzystanie generatora znaczników opisane jest w PE 4/94. Znaczniki pozwalają na orientacyjne określenie częstotliwości charakterystycznych badanych obwodów. Przy strojeniu odbiorników radiowych i innych urządzeń pamiętać aby podawać jak najmniej sygnał na ich wejście.

Wykaz elementów:

T1, T2, T3, T4, T5	– BF 240 (BF 241)
D1	– BB 105G
R15	– $47\ \Omega/0,125\text{ W}$
R8, R19, R20, R21	– $100\ \Omega/0,125\text{ W}$
R9, R11, R12, R18	– $150\ \Omega/0,125\text{ W}$
R14	– $470\ \Omega/0,125\text{ W}$
R1, R4, R6, R10, R17	– $1\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R7, R16	– $10\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R2, R3, R5, R13	– $100\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
C5, C12	– 1 pF/KCP
C4, C10	– $4,7\text{ pF/KCP}$
C11, C15, C16, C17	– 10 pF/KCP
C20	– 33 pF/KCP
C3, C23	– 100 pF/25 V KCPf
C1, C2, C6, C7, C8, C14	– 1 nF/160 V KFP
C13, C18, C19, C21, C22, C24	– 10 nF/25 V KFPf
C25	– $47\ \mu\text{F/16 V 04/U}$
C9	– trymer KCD-7d 3/15 pF
L1, L2 w/g opisu	– Dsm 0,7 Cu/Ag
L3 – L9 w/g opisu	– DNEul 0,5
Dł1 w/g opisu	– DNEul 0,5

płytką drukowaną **numer 224**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: $2,59\text{ zł}$ (25.900 zł) + koszty wysyłki.

◇ R. K.

Zdalnie sterowany obrotowy potencjometr wzmacnienia we wzmacniaczu m.cz.

Kilka lat temu pojawiły się pierwsze wzmacniacze m.cz. wyposażone w obrotowy potencjometr wzmacnienia sterowany pilotem. Analogowa technika regulacji okazała się strzałem w dziesiątkę. Zdalnie sterowany potencjometr sprzężony jest mechanicznie z miniaturowym silnikiem, który umożliwia obracanie osi potencjometru. Ponadto możliwa jest zwykła regulacja ręczna. Artykuł opisuje prosty układ zdalnego sterowania takim potencjometrem. Urządzenie doskonale nadaje się do zamontowania w każdym wzmacniaczu wyposażonym w potencjometr obrotowy.

W układzie zdalnie sterowanego potencjometru wykorzystano przesyłanie rozkazów w podczerwieni. Promieniowanie podczerwone wysyłane przez diodę nadawczą jest falą nośną i musi zostać zmodulowane w odpowiedni sposób. Najczęściej stosowana jest modulacja impulsowa pozwalająca na uzyskanie dużej sprawności energetycznej. W rozwiązaniach nadajników stosuje się najczęściej wyspecjalizowane układy scalone. Wadą tych rozwiązań jest wysoka cena układów scalonych i mała dostępność. Z tego też względu w opisywanym układzie zastosowano częstotliwościową modulację kodowania informacji. Pozwala to uprościć układy nadajnika, przy rozsądnej rozbudowie odbiornika. Zaletą takiego rozwiązania jest niski koszt elementów i łatwość ich zakupu. Niestety przyjęte rozwiązanie posiada także wady, do których należy zaliczyć stosunkowo małą odporność na zakłócanie przez inne piloty.

Opis układu

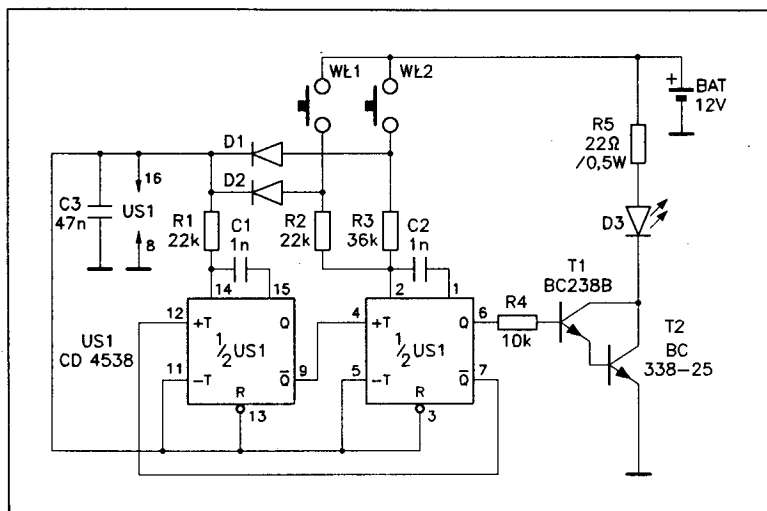
W układzie nadajnika zastosowano scalony układ CD 4538 składający się z dwóch multiwibratorów, które pracują w układzie generatora przebiegu prostokątnego. Częstotliwość pracy generatora może przyjmować dwie

wartości. Czas trwania ujemnej połówki przebiegu na wyjściu Q (nóżka 6 US1) zadany jest stałą czasową R1, C1 pierwszego multiwibratora. Natomiast czas trwania dodatniej połówki może przyjmować dwie wartości, w zależności od tego, który z włączników jest zamknięty. Dla włącznika Wł1 o stałej czasowej decydują elementy R2, C2, a dla włącznika Wł2 elementy R3, C2. Ponieważ wartości kondensatorów C1 i C2 są jednakowe, okres generowanego przebiegu można obliczyć z zależności: $T_1 = C1 \cdot (R1 + R2)$ dla włącznika Wł1 i $T_2 = C1 \cdot (R1 + R3)$ dla włącznika Wł2. Okresy przebiegów wynoszą ok. 45 i 55 μs .

Zasilanie układu US1 włączane jest tylko podczas wysyłania rozkazu, czyli naciśnięcia jednego z włączników Wł1, lub Wł2. Wciśnięcie obu włączników równocześnie spowoduje wygenerowanie przebiegu o dużo wyższej częstotliwości, na wskutek równoległego połączenia rezystorów R2 i R3. Diody D1 i D2 pozwalają na separację rezystorów R2 i R3.

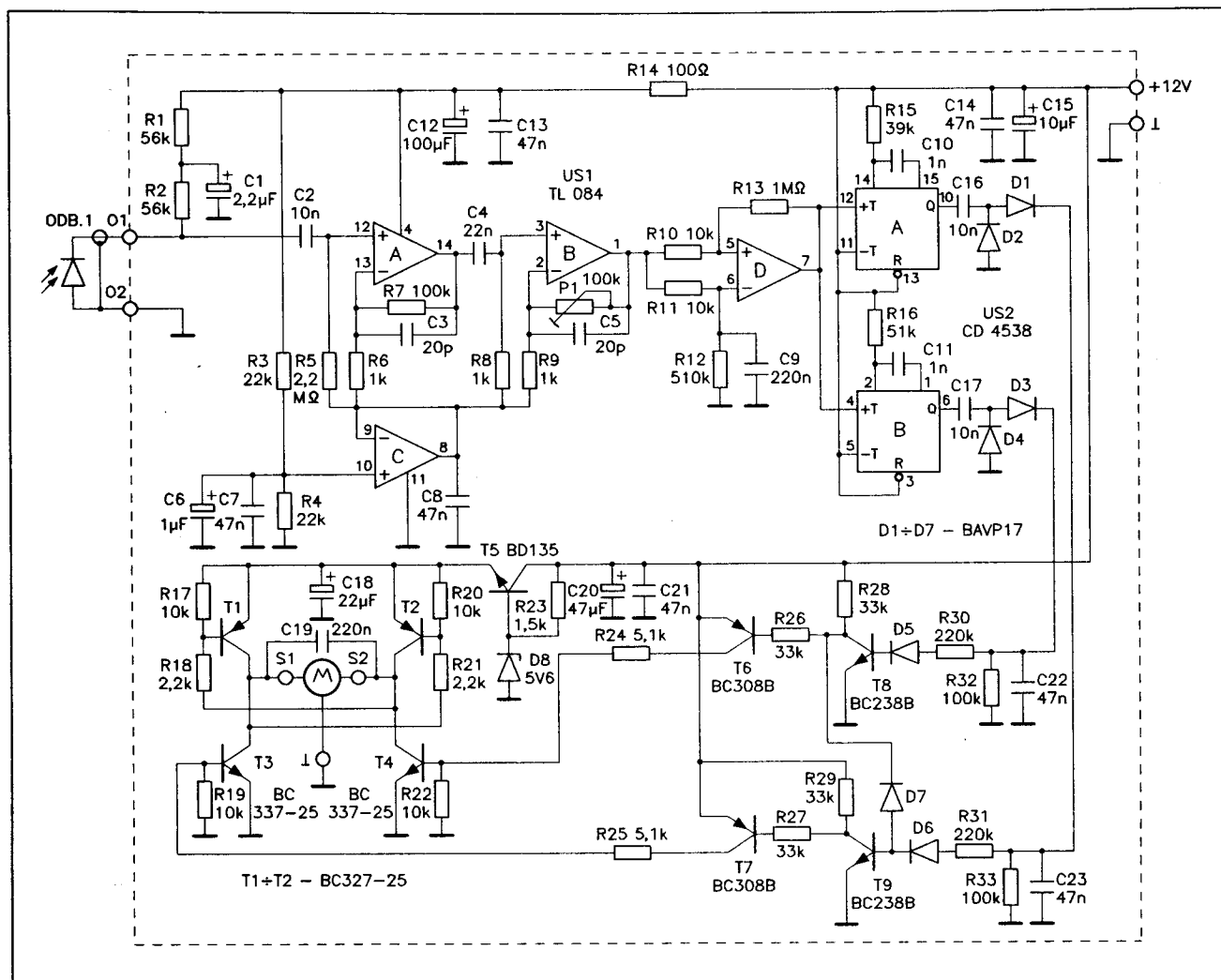
Z wyjścia Q drugiego multiwibratora sterowany jest stopień wyjściowy składający się z tranzystorów T1 i T2 i diody nadawczej podczerwieni D3. Zasilanie tego stopnia doprowadzono z baterii bez pośrednictwa włączników. Stopień wyjściowy nie pobiera prądu w stanie spoczynku.

Sygnały wysyłane przez pilota odbierane są przez diodę odbiorczą podczerwieni ODB1. Podlegają one wzmacnieniu w pierwszym stopniu niskoszumowego wzmacniacza TL071 (US1A). Wzmacniacz pracuje w układzie nieodwracającym ze wzmacnieniem 40 dB. O rezystancji wejściowej wzmacniacza decyduje praktycznie rezystor R5 polaryzujący wejście nieodwracające. Drugi stopień wzmacniacza US1B posiada możliwość regulacji wzmacnienia potencjometrem P1 w zakresie 0÷40 dB. Wejścia obu wzmacniaczy polaryzowane są napięciem równym połowie napięcia zasilania doprowadzonym z aktywnego dzielnika US1C.



Rys. 1 Schemat ideowy pilota

Wzmocniony sygnał doprowadzono do komparatora US1D. Jako napięcie referencyjne wykorzystano napięcie wyjściowe wzmacniacza US1B obniżone o ok. 2% przez dzielnik napięciowy R11, R12. Umożliwia to wyeliminowanie wpływu napięcia niezrównoważenia wzmacniacza US1B. Kondensator C9 filtruje roboczy przebieg zmienny który występuje na wyjściu wzmacniacza US1B. W komparatorze wprowadzono niewielką histerezę za pomocą rezystora R13. Warto podkreślić, iż wypełnienie przebiegów generowanych przez pilota zmienia się w zależności od częstotliwości, to przebiegi na wyjściu komparatora charakteryzują się wypełnieniem zbliżonym do 1/2.



Rys. 2 Schemat ideowy odbiornika

Dzieje się tak za sprawą ograniczonego pasma przenoszenia wzmacniacza, które pozwala na wzmocnienie tylko pierwszej harmonicznej, niosącej informacje o częstotliwości. Pozostałe harmoniczne zawierające informacje o kształcie i współczynniku wypełnienia przebiegu są wzmacniane zbyt słabo, aby pozwalały na pełne odtworzenie kształtu. Z tego też względu sygnały na wyjściu wzmacniacza US1B mają kształt zbliżony do sinusoidy, mimo, że nadajnik wysyła przebiegi prostokątne.

Z wyjścia komparatora przebieg prostokątny o częstotliwości zależnej od częstotliwości wysyłanej przez nadajnik dociera do wejść układów detektorów częstotliwości. Jako detektory częstotliwości zastosowano multiwibratory CD 4538 pracujące w układzie z ponawianym wyzwaniem. Stała czasowa multiwibratora US2A wynosi ok. $40 \mu\text{s}$, multiwibratora US2B ok. $50 \mu\text{s}$. Jeżeli okres przebiegu doprowadzonego do wejść obu multiwibratorów będzie większy od $50 \mu\text{s}$, co ma miejsce przy nadawaniu rozkazu włącznikiem WŁ2 ($T = 55 \mu\text{s}$), na wyjściu obu multiwibratorów pojawi się ciąg impulsów prostokątnych (rys. 3a).

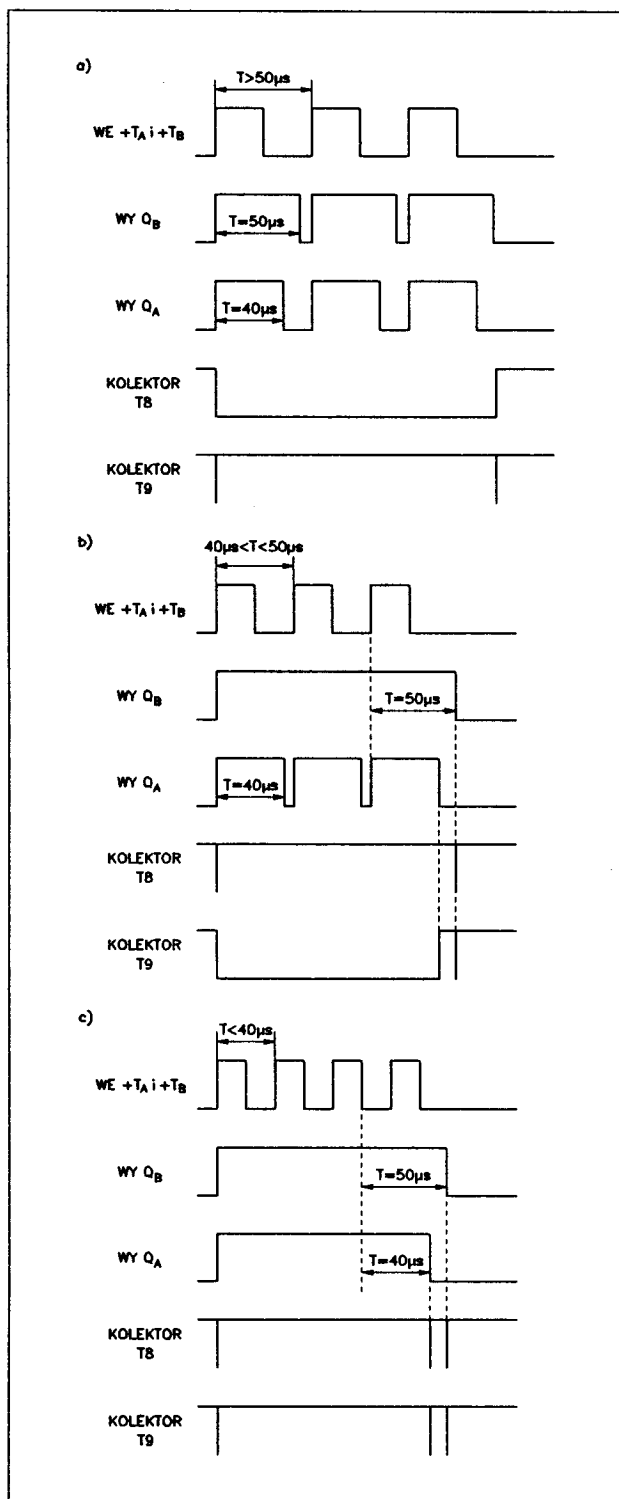
W przypadku odbierania impulsów o okresie zawierającym się w przedziale $40 \mu\text{s} \leq 50 \mu\text{s}$ impulsy pojawiają

się tylko na wyjściu multiwibratora US2A. Natomiast na wyjściu multiwibratora US1B pojawi się jeden dodatni impuls występujący przez cały czas nadawania rozkazu (rys. 3b). Dzieje się tak za sprawą ponawianego wyzwania multiwibratora. Jeżeli w czasie generowania impulsu przez multiwibrator US2B ($T = 50 \mu\text{s}$) do jego wejścia +T zostanie doprowadzone zbocze narastające impuls wyjściowy zostanie wydłużony o kolejne $50 \mu\text{s}$. Sytuacja taka ma właśnie miejsce w przypadku nadawania rozkazu włącznikiem WŁ1 ($T = 45 \mu\text{s}$).

Trzecią możliwością jest odbieranie impulsów o czasie trwania mniejszym niż $40 \mu\text{s}$ (rys. 3c), kiedy to na wyjściu obu multiwibratorów pojawi się pojedynczy dodatni impuls, trwający przez cały czas nadawania rozkazu. Sytuacja taka ma miejsce w przypadku innych, fabrycznych pilotów, które nadają rozkazy z częstotliwościami powyżej 30 kHz , czyli z okresami krótszymi niż $33 \mu\text{s}$. W ten sposób uzyskano zabezpieczenie przed wpływem pracy innych pilotów na opisywany odbiornik. W czasie kiedy nie są odbierane żadne sygnały wyjścia obu multiwibratorów znajdują się w stanie niskim.

Na wyjściach obu multiwibratorów umieszczono prostowniki szczytowe D1, D2, C23 R33 i, D3, D4, C22, R32. W chwili wystąpienia impulsów prostokątnych na

wyjściu multiwibratorów kondensatory C22, C23 ładują się napięciem dodatnim. Pozwala to na wysterowanie tranzystorów T8 i T9. Stała czasowa prostowników zastąpiła dobrana w taki sposób, aby pojedyncze dodatnie zbocze nie było w stanie naładować kondensatorów C22, C23.



Rys. 3 Harmonogramy czasowe pracy detektora częstotliwości

Dodatkowo stała czasowa rozładowania kondensatorów C22 i C23 jest dostatecznie krótka, aby wyeliminować

sygnały niepożądane z pilotów fabrycznych, które nadają rozkazy w formie paczek impulsów powtarzanych z częstotliwością pojedynczych kHz. Zabezpieczenie to jednak nie zawsze pomaga, tzn. mogą się zdarzyć piloty, które będą zakłócały pracę układu. Prawdopodobieństwo tego zjawiska jest jednak niewielkie, biorąc pod uwagę fakt, że w czasie słuchania muzyki, nie korzysta się z innych urządzeń sterowanych pilotem.

Z harmonogramów zamieszczonych na rysunku 3 wynika, że dla impulsów o czasie trwania większym od $50 \mu s$, oba kondensatory C22 i C23 zostaną naładowane. Spowoduje to wysterowanie obu tranzystorów T8 i T9. Dlatego też z kolektora T8 doprowadzono do bazy T9 diodę D7 umożliwiającą zablokowanie tego tranzystora gdy włączony jest tranzystor T8. Tak więc na wyjściach tranzystorów T8 i T9 otrzymuje się na przemian niskie poziomy napięcia w zależności od wysłanego rozkazu.

Tymi sygnałami można już za pośrednictwem wzmacniaczy T6 i T7 sterować pracą mostkowego układu włączającego silnik w potencjometrze. Wystanie rozkazu włącznikiem WŁ2 spowoduje odetkanie tranzystora T6, i wysterowanie tranzystora T4, zewrze wyprowadzenie silnika S2 z masą. Umożliwi to przepływ prądu przez rezystor R18 i wysterowanie tranzystora T1 doprowadzającego dodatnie napięcie do wyprowadzenia S1 silnika. Silnik zacznie więc obracać oś potencjometru w jedną stronę. Przy wystaniu rozkazu włącznikiem WŁ1 nasycony zostanie tranzystor T7 i T3, a za pośrednictwem rezystora R21 nasydzi się także tranzystor T2. Wyprowadzenie S1 silnika zostanie więc zwarte z masą, a wyprowadzenie S2 z zasilaniem. Spowoduje to obracanie osi potencjometru w przeciwną stronę niż poprzednio.

Napięcie znamionowe silnika wynosi 5 V. Z tego też względu w układzie zastosowano zasilacz parametryczny T5, D8, R23. Zespół silnika posiada swój ekran, który łączony jest z masą układu.

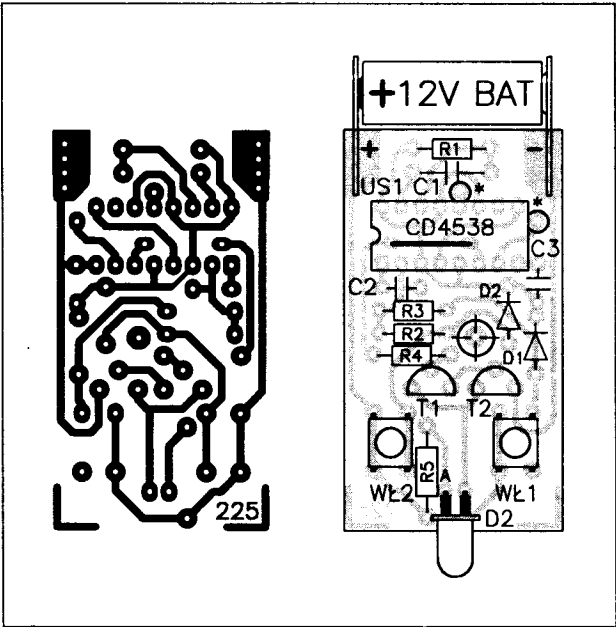
Montaż i uruchomienie

Płytkę drukowaną pilota zaprojektowano pod kątem wykorzystania obudowy identycznej jak w pilocie alarmu samochodowego (patrz PE 6/95). Konieczne jest tylko wywiercenie dodatkowego otworu na drugi włącznik WŁ2. Mocowanie baterii wykonano z wyprowadzonych blaszek wlutowanych w płytkę drukowaną. Jako kondensatory C1 i C2 zastosowano kondensatory styroflexowe o tolerancji 5%. Identyczne kondensatory należy zamontować w odbiorniku. Posługując się kondensatorami i rezystorami (w układach stałych czasowych odbiornika i nadajnika) o tolerancji 5% nie ma żadnych problemów ze "zgraniem" nadajnika i odbiornika.

Na płytce należy wykonać połączenie odcinkiem przewodu izolowanego punktów oznaczonych gwiazdką. Wyprowadzenia kondensatora C2 powinny zostać ukształtowane w taki sposób, aby pasowały do otworów, których rozstaw jest węższy niż wynika to z wymiarów kondensatora.

Jeżeli dysponuje się oscyloskopem można sprawdzić czy okres generowanych przebiegów wynosi $45 \mu s \pm 10\%$ przy wciśniętym włączniku WŁ1 i $55 \mu s \pm 10\%$ przy wciśniętym włączniku WŁ2. Jeżeli różnice są większe wskazane jest dobranie wartości rezystorów R2 i R3.

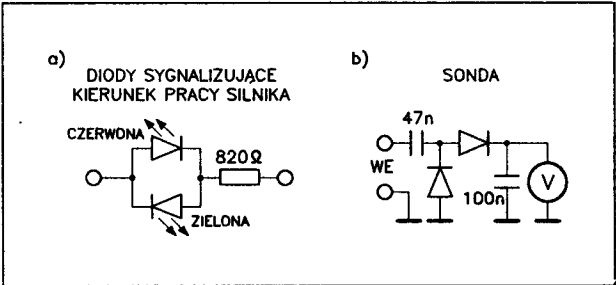
W płytce odbiornika nie montuje się diody odbiorczej ODB1, którą należy umieścić na płycie czołowej wzmacniacza, lub za szybką pleksiglasową, jeżeli taka występuje. Połączenie diody z płytką wykonuje się jak najkrótszym przewodem ekranowanym.



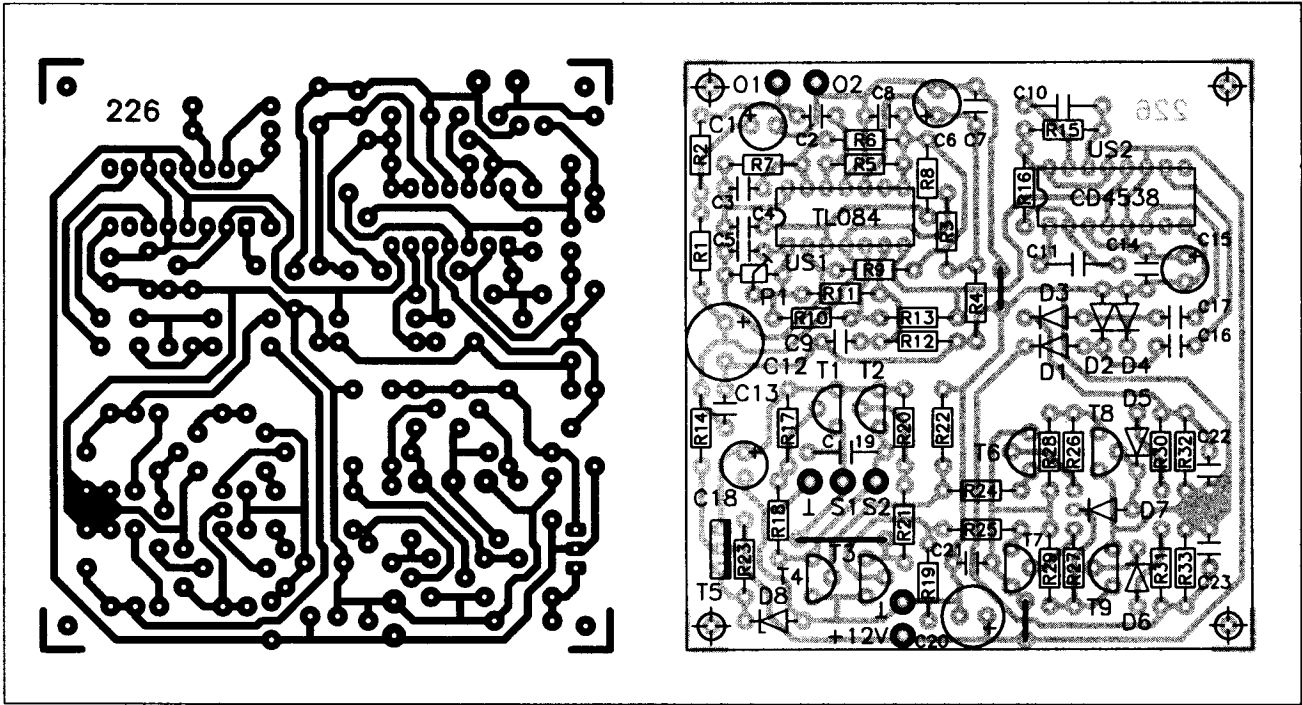
Rys. 4 Płytki drukowane pilota i odbiornika i rozmieszczenie elementów

Po zakończeniu montażu można przystąpić do sprawdzenia działania układu. Potencjometr P1 ustawia się w położeniu środkowym. Do wyjść S1 i S2 podłącza się pomocniczy układ sygnalizacji kierunku obrotów silnika (rys. 6a), silnika na razie nie podłączamy. Można teraz spróbować wysłać rozkazy. Przy jednym rozkazie powinna się palić dioda czerwona, a przy drugim zielona. Zasięg pilota przy ustawieniu potencjometru P1 w pozycji środkowej wynosi ok. 3÷4 m.

Jeżeli układ nie reaguje na sygnały można zwiększyć rezystancję potencjometru P1, uważając, aby nie doprowadzić do wzbudzenia się wzmacniacza. Obecność przebiegów zmiennych na wyjściu komparatora można sprawdzić sondą, której schemat zamieszczono na rysunku 6b. Jeżeli w czasie, gdy nie jest nadawany żaden rozkaz, woltmierz sondy dołączonej do wyjścia komparatora pokaże napięcie, oznacza to że układ wzmacniacza uległ wzbudzeniu. Należy wtedy zmienić ustawienie P1 na mniejszą wartość rezystancji. Po wyregulowaniu wzmacniacza można sprawdzić czy multiwibratory generują impulsy.

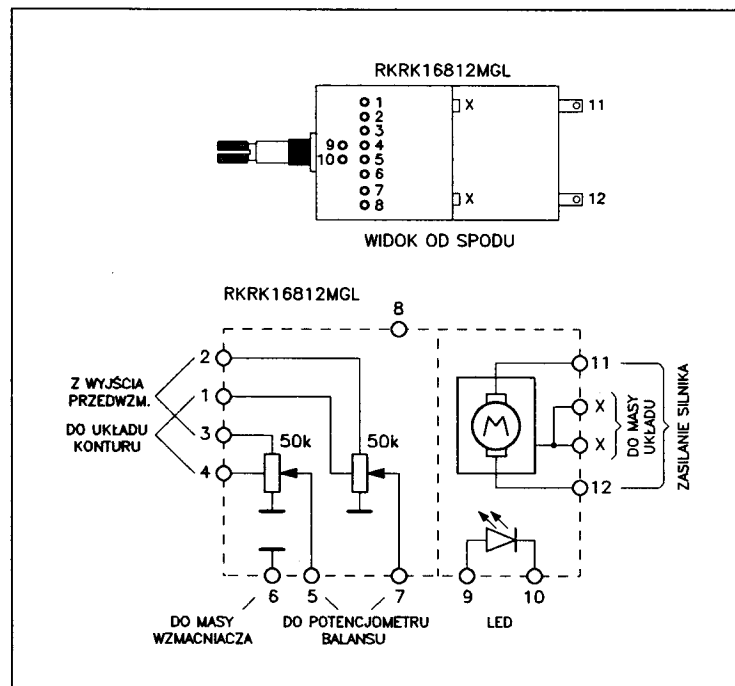


Rys. 6 Schematy ideowe: a) sygnalizatora kierunku obrotów silnika, b) detektora szczytowego – sondy



Rys. 5 Płytki drukowane odbiornika i nadajnika i rozmieszczenie elementów

W tym celu wystarczy zmierzyć napięcie zwykłym woltomierzem na kondensatorach C22 i C23. W czasie wysyłania rozkazu WŁ2 napięcie powinno występować na obu kondensatorach, a w czasie wysyłania rozkazu WŁ1 tylko na kondensatorze C23. Gdy tak nie jest należy dobrać wartości rezystorów R15 i R16.



Rys. 7 Rozkład wyprowadzeń potencjometru i schemat podłączenia do wzmacniacza

Po uruchomieniu układu można już podłączyć do niego potencjometr i jeszcze raz sprawdzić funkcjonowanie całości. Na rysunku 7 przedstawiono rozkład wyprowadzeń potencjometru i schemat podłączenia do wzmacniacza. Ekran silnika (wyprowadzenie X) powinien być połączony do płytki odbiornika w punkcie masy obok wyjść S1 i S2. Natomiast masę potencjometru (wyprowadzenie 6) łączy się w miejscu w którym była podłączona masa starego potencjometru. Podobnie pozostałe wyprowadzenia. Jeżeli wzmacniacz nie posiadał fizjologicznej regulacji głośności (kontur) wyprowadzenia 1 i 4 pozostają niepodłączone. Należy zwrócić szczególną uwagę, aby nie zamienić ze sobą kanałów. Dotyczy to zwłaszcza wyprowadzeń konturu. W oznaczeniu potencjometru litera A oznacza logarymiczną charakterystykę regulacji (odmienne niż ma to miejsce w stosowanych przez Telpod oznaczeniach).

Wykaz elementów – płytki pilota

US1	– CD 4538
T1	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T2	– BC 338-25
D1, D2	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D3	– LD 271 (TSUS 5402, CQWP 42) diody nadawcza podczerwieni
R5	– 22 Ω /0,5 W
R4	– 10 k Ω /0,125 W
R1, R2	– 22 k Ω /0,125 W/5%
R3	– 36 k Ω /0,125 W/5%
C1, C2	– 1 nF/25 V/5% KSF-020-ZM
C3	– 47 nF/16 V KFP

BAT – bateria alkaliczna 12 V
płytki drukowane numer 225

Wykaz elementów – odbiornik

US1	– TL 071
US2	– CD 4538
T1, T2	– BC 327-25 (BC 328-25)
T3, T4	– BC 337-25 (BC 338-25)
T5	– BD 135 (BD 137, 139)
T6, T7	– BC 308B lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$
T8, T9	– BC 238B lub dowolny nnp $h_{21} \geq 250$
D1÷D7	– BAVP17÷21 (1N4148)
D8	– BZP 683 C5V6 (BZX 79 na napięcie 5,6 V)
ODB1	– BPV 22F (S 186P)
R14	– 100 Ω /0,125 W
R6, R8, R9	– 1 k Ω /0,125 W
R23	– 1,5 k Ω /0,25 W
R18, R21	– 2,2 k Ω /0,25 W
R24, R25	– 5,1 k Ω /0,125 W
R10, R11, R17,	
R19, R20, R22	– 10 k Ω /0,125 W
R3, R4	– 22 k Ω /0,125 W
R26÷R29	– 33 k Ω /0,125 W
R15	– 39 k Ω /0,125 W/5%
R16	– 51 k Ω /0,125 W/5%
R1, R2	– 56 k Ω /0,125 W
R7, R32, R33	– 100 k Ω /0,125 W
R30, R31	– 270 k Ω /0,125 W
R12	– 510 k Ω /0,125 W
R13	– 1 M Ω /0,125 W
R5	– 2,2 M Ω /0,125 W
C3, C5	– 20 pF KCP
C10, C11	– 1 nF/25 V/5% KSF-020-ZM
C2, C16, C17	– 10 nF/16 V KFP
C4	– 22 nF/16 V KFP
C7, C8, C13,	
C14, C21÷C23	– 47 nF/16 V KFP
C9, C19	– 220 nF/100 V MKSE-018-02
C6	– 1 μ F/63 V 04/U
C1	– 2,2 μ F/63 V 04/U
C15	– 10 μ F/16 V 04/U
C18	– 22 μ F/16 V 04/U
C20	– 47 μ F/16 V 04/U
C12	– 100 μ F/16 V 04/U
M	– potencjometr z wbudowanym silnikiem RK 16812 MGL (50kA×2) K162FMGL1K firmy ALPS

płytki drukowane numer 226

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: płytki numer 225 – 0,90 zł (9.000 zł)
płytki numer 226 – 2,16 zł (21.600 zł)
+ koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Przetwornik "True RMS"

Pomiary w warsztacie elektronika odgrywają dużą rolę. O ile pomiar napięć stałych nie stanowi większego problemu, to przy pomiarze napięć zmiennych zaczynają pojawiać się kłopoty. Wskazanie miernika może być całkiem różne od oczekiwanej wartości. W sytuacji gdy mamy do czynienia z sygnałami m.cz., często pojawia się pytanie, jaki parametr mierzymy. Problem traci na wadze, gdy dokonujemy pomiaru napięć sinusoidalnych o częstotliwości 50 Hz, lecz co wskaże nasz miernik, gdy kształt mierzonego przebiegu będzie odbiegał od sinusoidy? Wszelkie wywody na ten temat warto zacząć od definicji kilku parametrów opisujących sygnały przemienne.

Do podstawowych parametrów charakteryzujących sygnały małej częstotliwości można zaliczyć: napięcie, kształt, oraz częstotliwość, natomiast sam przebieg można scharakteryzować:

- wartością chwilową,
- wartością szczytową (amplitudą),
- wartością międzyszczytową,
- wartością średnią,
- wartością skuteczną.

Wartość międzyszczytowa określana jest jako suma bezwzględnych wartości amplitud dodatniej i ujemnej.

Wartość średnią napięcia zmiennego, określa się średnią arytmetyczną wszystkich wartości tego napięcia w ciągu okresu T . Mówiąc ścisłym językiem matematycznym, wartość średnia wyraża się zależnością:

$$U_{\text{sr}} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$$

Wartość średnia dla przebiegów symetrycznych względem zera jest równa zero, dlatego często jest określana za pół okresu T .

Wartością skuteczną napięcia sinusoidalnego nazywa się pierwiastek kwadratowy ze średniej arytmetycznej kwadratów wartości chwilowych tego napięcia, obliczanych dla okresu T :

$$U_{\text{sk}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

(pierwiastek wartości średniej kwadratów wszystkich wartości napięcia w ciągu okresu T)

Fizycznie wartość skuteczna napięcia przemiennego oznacza taką wartość napięcia stałego, które działając w obwodzie o stałej rezystancji wytworzy taką samą moc, jak napięcie przemienne. Czyli przykładowo po doprowadzeniu do żarówki napięcia sinusoidalnego o wartości skutecznej 220 V (amplituda 312 V!), będzie ona

świecić z taką samą jasnością jak po doprowadzeniu napięcia stałego o wartości 220 V.

W celu scharakteryzowania parametrów sygnału okresowego związanych z jego kształtem, wprowadzono pojęcie współczynnika kształtu krzywej oraz współczynnika szczytu krzywej.

Współczynnik kształtu krzywej jest określany jako stosunek wartości skutecznej do wartości średniej przebiegu:

$$S_k = \frac{U_{\text{sk}}}{U_{\text{sr}}}$$

Współczynnik szczytu krzywej określany jest stosunkiem wartości szczytowej (amplitudy) do wartości skutecznej przebiegu:

$$S_s = \frac{\bar{U}}{U_{\text{sk}}}$$

Poniżej postaram się przybliżyć Czytelnikowi problematykę pomiaru wartości skutecznej, która w praktyce ma bardzo istotne znaczenie. Popularne mierniki magnetoelektryczne mierzą wartość średnią, ale są skalowane tak, aby wskazywały wartość skuteczną dla przebiegu sinusoidalnego. Co się stanie, gdy tak skalowanym miernikiem zechcemy zmierzyć przebieg piłokształtny albo prostokątny? Celem zobrazowania istotności zagadnienia, w tabeli 1 przedstawiono zestawienie parametrów wybranych przebiegów m.cz. Z tabeli wynika jasno, że błąd pomiaru może być znaczny i jeżeli nie wiemy jaki kształt ma mierzony sygnał, to nasz pomiar jest bezwartościowy.

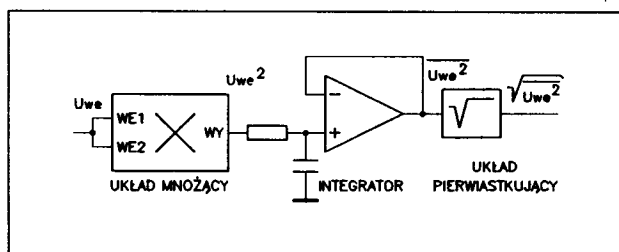
Prawidłowy pomiar wartości skutecznej napięć lub prądów przebiegów odkształconych jest możliwy przy wykorzystaniu mierników "true RMS" (z ang. true Root Mean Square – rzeczywista (prawdziwa) wartość skuteczna).

Wartość skuteczną mierzą mierniki termoelektryczne, elektromagnetyczne, elektrodynamiczne, lecz ze względu na małą rezystancję wewnętrzną są bardzo kłopotliwe w użyciu. Pozwalają tylko na pomiar źródeł o dużej wydajności prądowej.

Początkowo do pomiaru wartości skutecznej stosowane były mierniki termoelektryczne. Prąd wejściowy powodował nagrzewanie się elementu oporowego, którego temperatura była mierzona termoparą sprzężoną z miernikiem wychyłowym. Metoda ta pozwalała na pomiar w szerokim zakresie częstotliwości w klasie dokładności 2,5. Zakres jej zastosowań zawężała mała rezystancja wejściowa.

Kolejnym krokiem w rozwoju metod pomiaru prawdziwej wartości skutecznej była zmodyfikowana metoda cieplna. Jest ona stosowana do dziś w urządzeniach laboratoryjnych, w których wymagane jest szerokie pasmo mierzonych częstotliwości oraz mały błąd pomiaru. Polega ona na porównaniu mocy wydzielanej w rezystorze wzorcowym przez mierzone napięcie z mocą wydzie-

laną przez napięcie odniesienia w drugim, identycznym rezystorze wzorcowym. W momencie gdy przez regulację napięcia odniesienia, różnica temperatur pomiędzy obydwoma rezystorami wzorcowymi zostanie doprowadzona do zera, moc w nich wydzielana będzie jednakowa. W rezultacie, na podstawie wyżej przytoczonej definicji, wartość skuteczna mierzonego napięcia zmiennego, będzie równa stałemu napięciu odniesienia, którego pomiar nie stanowi już najmniejszego problemu. Metoda ta charakteryzuje się małym błędem (mieszczącym się w klasie 1) i szerokim pasmem przenoszenia, jest jednak dosyć wolna ze względu na dużą bezwładność termiczną rezystorów. Mimo teoretycznie prostej konstrukcji, mierniki wykorzystujące zmodyfikowaną metodę cieplną do pomiaru rzeczywistej wartości skutecznej są złożone i kosztowne, ze względu na wymaganą dokładność.



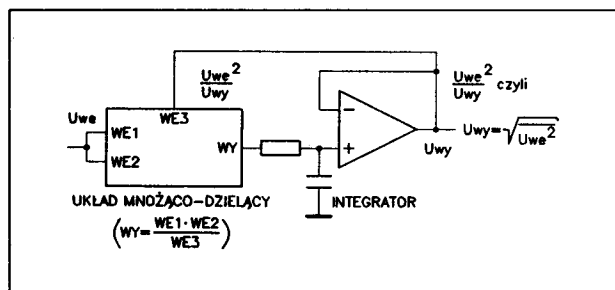
Rys. 1 Zasada pomiaru wartości skutecznej metodą bezpośrednią

Wraz z rozwojem elektroniki mogły urzeczywistnić się nowe metody pomiaru do niedawna znane tylko w teorii:

Metoda pośrednia polega na wyznaczeniu wartości skutecznej z definicji, czyli przez podnoszenie do kwadratu, uśrednianie i pierwiastkowanie, przy wykorzystaniu analogowych układów mnożących i wzmacniaczy operacyjnych. Zasadę pomiaru metodą bezpo-

średnią zobrazowano na rys. 1. Obliczanie bezpośrednie posiada jednakże jedną wadę. Dynamika sygnału na wyjściu układu mnożącego ulega podwojeniu np. zakres napięć wejściowych 0,1 V do 10 V (40 dB) rośnie do zakresu 0,01 V do 100 V (80 dB) na wyjściu układu mnożącego. Ogranicza to zastosowanie tej metody do sygnałów o dynamice na wejściu co najwyżej 20 dB. Z tego względu rzadko jest wykorzystywana w praktyce, choć zapewnia mały błąd pomiaru (0,1% pełnej skali), dużą szerokość pasma mierzonych częstotliwości oraz bardzo małą bezwładność (duża szybkość reakcji).

Metoda pośrednia jest stosowana obecnie najczęściej (rys. 2). Wykorzystuje się w niej sprzężenie zwrotne pomiędzy wyjściem, a układem mnożąco-dzielącym. Funkcja realizowana przez układ odpowiada równości: $U_{wy} = \text{wart. śr.} \cdot (U_{we}^2 / U_{wy})$, co odpowiada definicji wartości skutecznej. Poziom napięcia wejściowego przy podnoszeniu do kwadratu jest jednocześnie dzielony przez średni sygnał wyjściowy, przez co średnie poziomy napięcie zmieniają się liniowo z poziomem wartości skutecznej przebiegu wejściowego (większa dynamika). Zaletą tej metody jest mniejszy koszt, większy zakres dynamiki i prostsza konstrukcja. Natomiast zasadniczą wadą tej metody jest węższe pasmo częstotliwości mierzzonego sygnału.



Rys. 2 Zasada pomiaru wartości skutecznej metodą pośrednią

Tabela 1. Porównanie parametrów wybranych przebiegów (amplituda = 1 V)

Kształt							
Wartość średnia [V]	0	0,318	0,636	0	0,5	0,5	0,1
Wartość skuteczna [V]	0,707	0,5	0,707	1	0,707	0,577	0,316
Współczynnik szczytu	1,414	2	1,414	1	1,414	1,732	3,16
Współczynnik kształtu	1,11	1,57	1,11	1	1,414	1,154	3,16
Wskazanie miernika wartości średniej* [V]	0,707	0,353	0,707	1,11	0,556	0,556	0,11
Błąd pomiaru [%]	0	-41	0	+11	-27	-4	-187

* – miernik wartości średniej z prostownikiem na wejściu, wyskalowany w wartości skutecznej przebiegu sinusoidalnego (popularne mierniki uniwersalne)

Opisaną powyżej metodę obliczania wartości skutecznej napięcia wykorzystują układy MX 536A i MX 636 firmy MAXIM. Są one odpowiednikami układów AD 536A i AD 636 firmy Analog Devices, która opracowała je i pierwsza rozpoczęła seryjną produkcję.

Układy MX 536A i MX 636 charakteryzują się małym poborem mocy i zostały przystosowane do pracy z sygnałami wejściowymi od 0 do 7 V_{rms} dla MX 536A i od 0 do 200 mV_{rms} dla MX 636. Obydwa układy akceptują zmienny sygnał wejściowy z nałożoną składową stałą napięcia. Mogą pracować przy symetrycznym lub asymetrycznym napięciu zasilającym. Pobierają mniej niż 1 mA prądu, co czyni je idealnymi do zastosowania

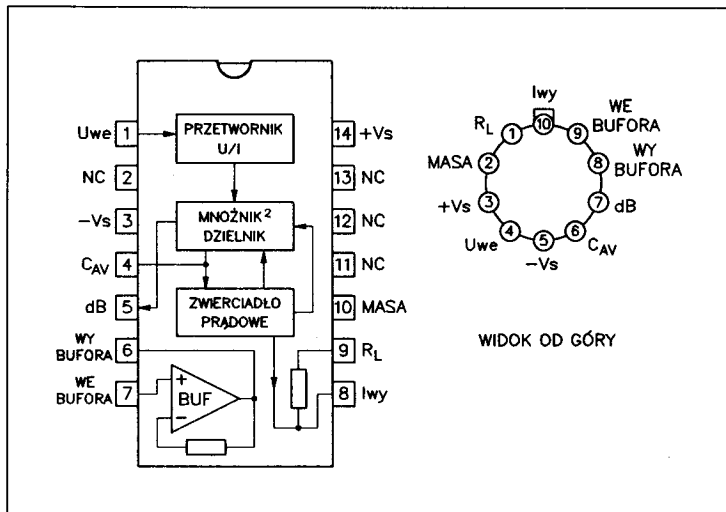
w urządzeniach zasilanych bateryjnie. Układy są produkowane w dwóch typach obudów, przedstawionych na rys. 3. Podstawowymi częściami składowymi tych układów są: przetwornik wartości bezwzględnej napięcia na prąd, układ mnożący (podnoszący do kwadratu) i dzielący oraz bufor pomocniczy.

Podstawowe parametry układów zostały zamieszczone w tabeli 2.

Napięcie niezrównoważenia wejścia i wyjścia, dodatnia i ujemna symetria kształtu oraz liniowość w całym zakresie pomiarowym są korygowane laserem w procesie produkcji.

Tabela 2. Skrócony wykaz parametrów charakterystycznych układów MX 536A i MX 636

Parametr	Uwagi	Wartość			Jednostka
		min	typ	max	
Błąd całkowity w całym zakresie temperatur (0 ÷ +70°C)	536AJ 536AK (−55÷125°C) 536AS 636J 636K			±0,1 ±0,01 ±0,05 ±0,005 ±0,1 ±0,005 ±0,1 ±0,01 ±0,1 ±0,005	mV ±% wart. odczytu/°C
Błąd całkowity w funkcji zmian napięcia zasilania				±0,1 ±0,01	mV ±% wart. odczytu/V
Błąd dodatkowy względem współczynnika kształtu	wsp. kształt. = 3 536A 636 wsp. kształt. = 7 536A wsp. kształt. = 6 636			−0,1 −0,2 −1,0 −0,5	% wartości odczytu
Błąd wyjścia dB	V _{IN} = 7 mV ÷ 7 V _{rms} 536AJ		±0,4	±0,6	dB
	536AK		±0,2	±0,3	
	536AS		±0,5	±0,6	
	V _{IN} = 7 mV ÷ 0,3 V _{rms} 636J		±0,3	±0,5	dB
	636K		±0,1	±0,2	
Zakres częstotliwości w granicach 1% błędu dodatkowego	V _{IN} = 10 mV 536A		5		kHz
	636		14		
	V _{IN} = 100 mV 536A		45		kHz
	636		90		
	V _{IN} = 1 V 536A		120		kHz
	V _{IN} = 200 mV 636		130		
Zakres napięć wejściowych	zasil. ±15 V 536A		0÷7		V _{rms}
	zasil. ±5 V 536A		0÷2		
	636		0÷0,2		
Rezystancja wejściowa	536A	13,33	16,7	20,00	kΩ
	636	5,33	6,7	8,00	
Rezystancja wyjściowa	536A			0,5	Ω
	636	8	10	12	kΩ
Rezystancja wej. bufora			10 ⁸		Ω
Dryf temperaturowy napięcia na wyjściu dB			+0,33		% wartości odczyt./°C
Napięcie zasilania	bipolarne 536A	±3,0		±18,0	V
	636	+2/−2,5		±16,5	
	unipolarne 536A	+5		+36	
	636	+5		+24	
Prąd spoczynkowy	(wejście bufora 536A		1.2	2	mA
	zwarłe z masą) 636		0.8	1	



Rys. 3 Rozkład wyprowadzeń układu MX 636 i MX 536A do wzmacniacza

Uproszczony schemat układu MX 536A uwidoczniono na rys. 4.

Napięcie wejściowe V_{IN} przyłożone do układu MX 536A/636 jest po wyprostowaniu przetwarzane przez przetwornik napięcia bezwzględnego na prąd, który wytwarza unipolarny prąd I_1 . Prąd ten steruje dwoma wejściami układu mnożąco - dzielącego, który wytwarza prąd I_4 będący następującą funkcją prądów I_1 i I_3 : $I_4 = I_1^2 / I_3$. Prąd I_4 steruje wewnętrznym zwierciadłem prądowym poprzez filtr dolnoprzepustowy zrealizowany za pomocą rezystora R_1 i zewnętrznego kondensatora C_{AV} . Prąd I_4 jest uśredniany przez filtr dopóki jego stała czasowa jest większa niż najdłuższy okres sygnału wejściowego. Zwierciadło prądowe zwraca prąd I_3 do części dzielącej układu mnożąco - dzielącego zamykając w ten sposób obwód sprzężenia zwrotnego. Prąd I_4 jest wobec tego funkcją średniej wartości wyrażenia $I_4 = I_1^2 / I_4$ - jest on równy wartości skutecznej prądu I_1 .

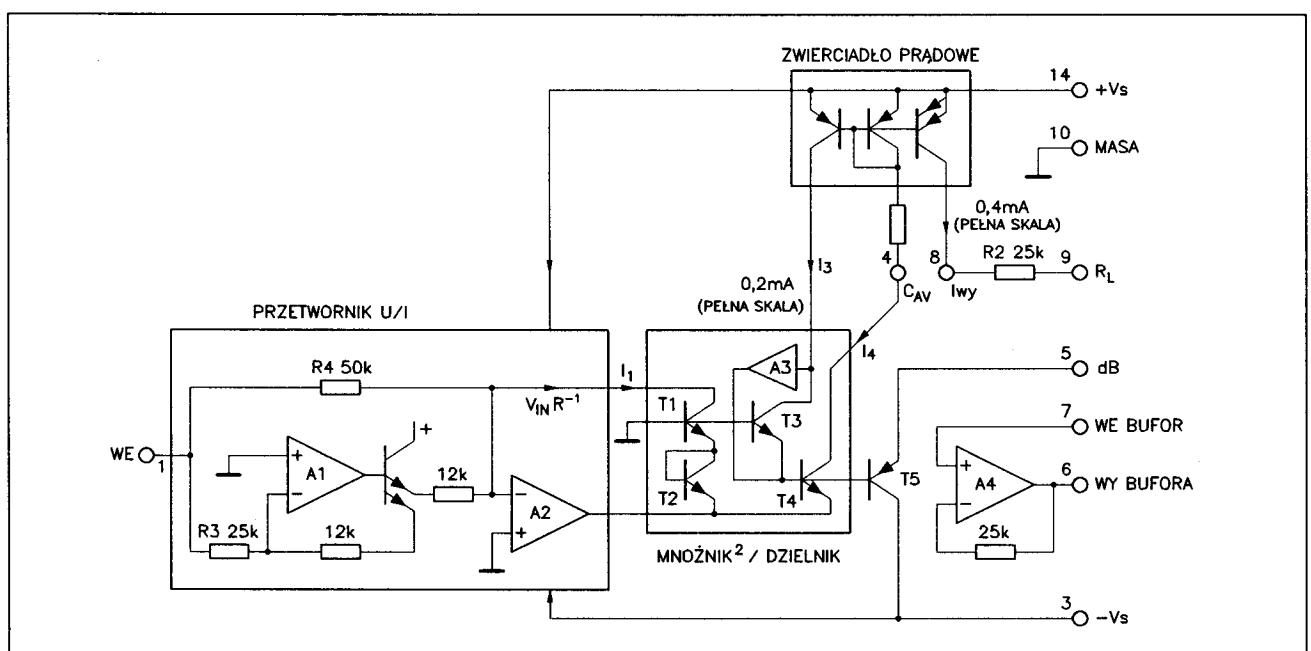
Zwierciadło prądowe wytwarza również prąd wyjściowy I_{OUT} równy podwojonej wartości prądu I_4 . Może on zostać wykorzystany bezpośrednio lub też przekształcony na napięcie przy wykorzystaniu wewnętrznego rezystora R_2 i bufora celem zmniejszenia rezystancji wyjściowej.

Funkcja przejściowa układu MX 536A/636 jest następująca: $U_{wy} = 2 \cdot R_2 \cdot I_{rms} = U_{we}$.

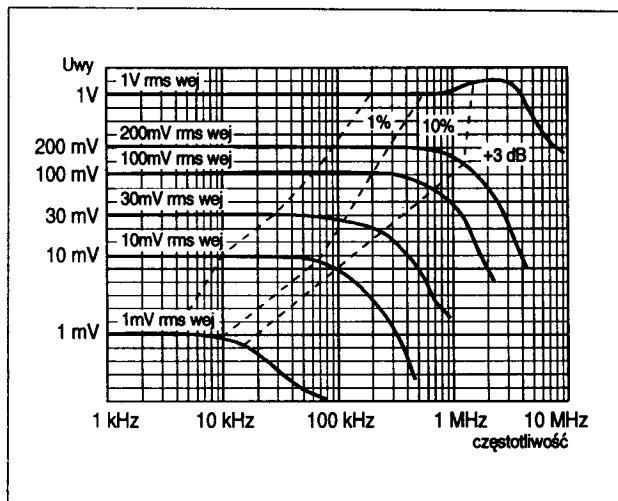
Wyjście "dB" jest uzyskiwane z napięcia na emiterze tranzystora T3. Jest ono proporcjonalne do logarytmu napięcia wejściowego. Wtórnik emiterowy T5 separuje i ustala poziom zerowy wyjścia "dB". Napięcie na wyjściu "dB" jest równe zero, gdy prąd emitera T5 zostanie ustalony na bliski prądowi I_3 . Wyjście "dB" pracuje poprawnie w 60 dB zakresie dynamiki.

Jak już wcześniej wspomiano układy wykorzystujące metodę pośrednią charakteryzują się mniejszym zakresem częstotliwości pracy w porównaniu z innymi metodami. W dodatku graniczna częstotliwość silnie zależy od napięcia skutecznego sygnału wejściowego. Zależność tych dwóch parametrów przedstawiono na rys. 5.

Proponowany w tym artykule moduł przetwornika "true RMS", nie jest urządzeniem autonomicznym, lecz pozwala na rozbudowę dowolnego, uniwersalnego miernika cyfrowego. Poprzez dodanie małej płytki i dwóch przełączników, możemy wzbogacić nasz miernik w niezwykle przydatną opcję pomiaru "true RMS". Rozszerzy to z pewnością zakres zastosowań i uniwersalność naszego przyrządu.



Rys. 4 Uproszczony schemat wewnętrzny układu MX 536A

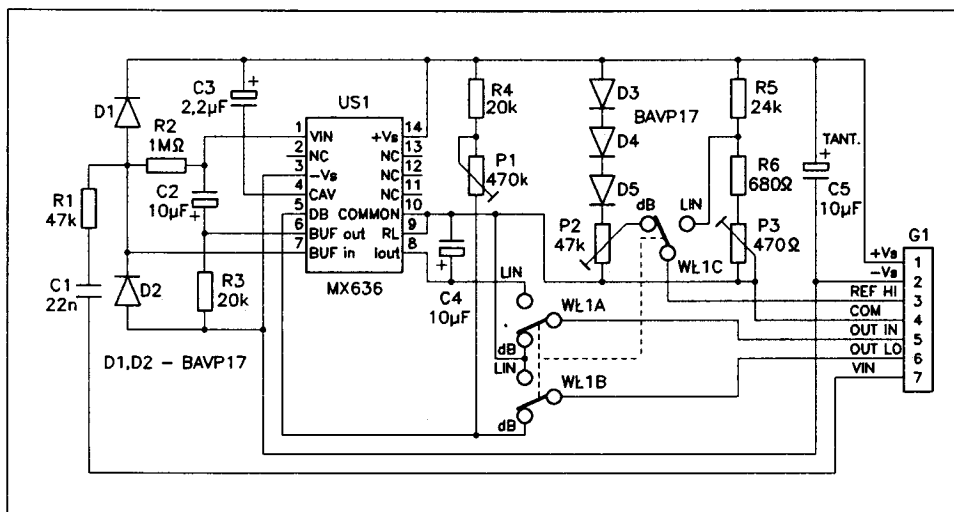


Rys. 5 Charakterystyka częstotliwościowa układu MX 636

Przetwornik został zbudowany w oparciu o układ firmy MAXIM MX 636 (odpowiednik układu AD 636). Schemat ideowy układu przedstawiony został na rys. 6. W zależności od wymaganego napięcia wejściowego można zastosować układ MX 536A dla napięć od 0 do 7 Vrms lub MX 636 dla napięć od 0 do 200 mVrms. Ponieważ większość mierników pracuje przy napięciu od 0 do 200 mV (ICL7106/07), wskazane jest zastosowanie układu MX 636.

Układ został zaprojektowany jako unipolarny – wymaga tylko jednego napięcia zasilającego. Takie rozwiązanie zostało okupione pewną niedogodnością – możliwy jest pomiar jedynie składowej zmiennej sygnału (składowa stała jest filtrowana przez kondensator C1).

Wybór pomiędzy odczytem wartości "true RMS" a "dB" możliwy jest przy pomocy przełącznika SW1. Ponieważ wyjście "dB" daje -3 mV na 1 dB , konieczne jest zastosowanie oddzielnego napięcia odniesienia.



Rys. 6 Schemat ideowy przetwornika "True RMS"

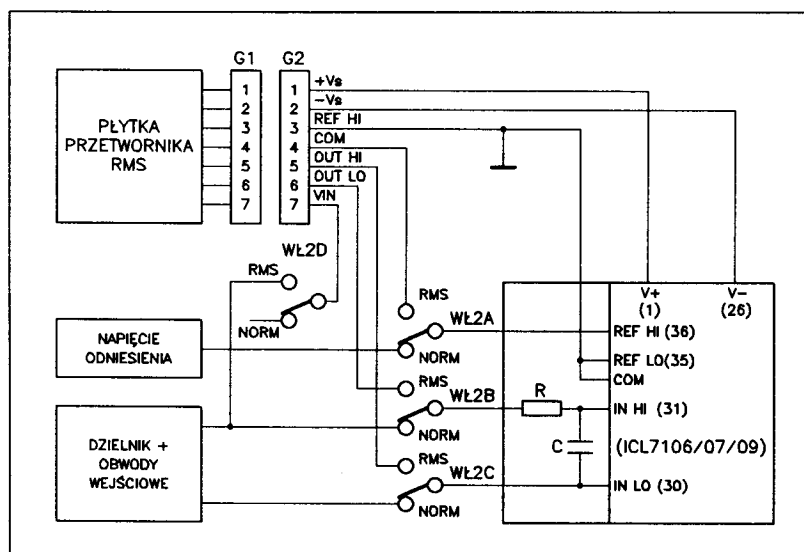
Zmianę polaryzacji uzyskuje się za pomocą sekcji A i B przełącznika SW1. W celu kompensacji dryfu temperaturowego wyjścia "dB" wynoszącego $0,03 \text{ dB}/^{\circ}\text{C}$ zastosowano diody D3÷D5. Wartości 0 dB odpowiada napięcie 1 Vrms .

Kondensator C3, będący częścią składową filtra dolnoprzepustowego, został dobrany w taki sposób, aby zapewnić rozsądny kompromis pomiędzy czasem ustalania (filtru), a dokładnością w zakresie mniejszych częstotliwości. Dla $C3 = 2,2 \mu\text{F}$ pogorszenie dokładności o $0,1\%$, następuje przy częstotliwości 20 Hz , a czas ustalania pomiaru około $0,2 \text{ sek}$.

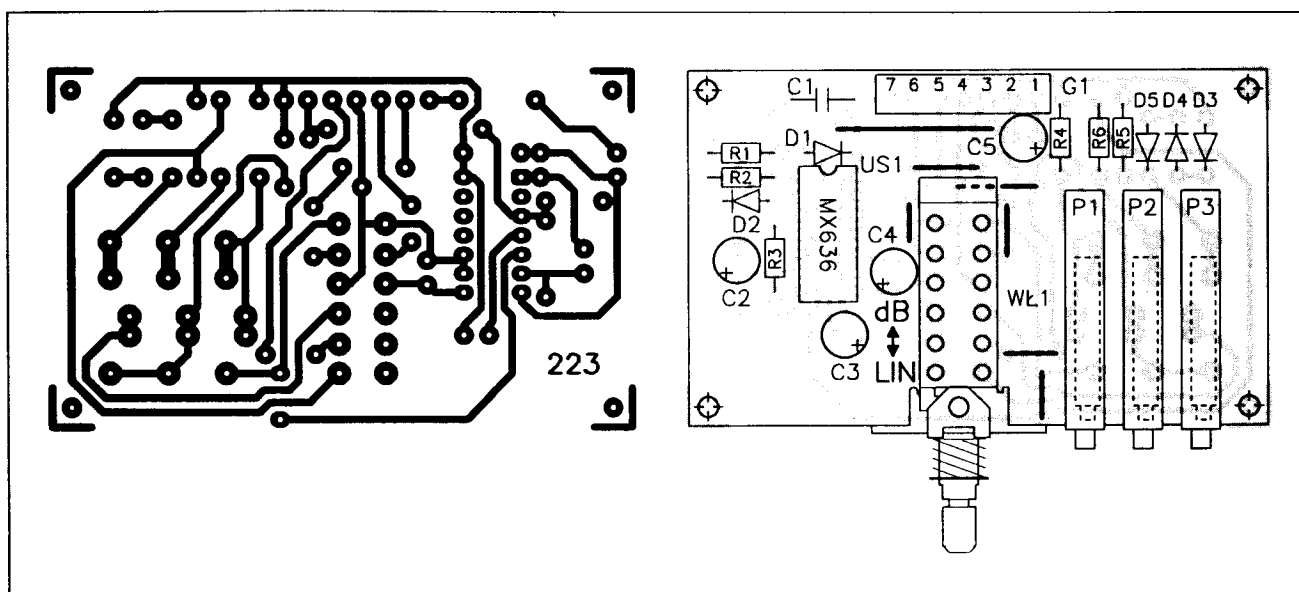
Montaż i uruchomienie

Oryginalny prostownik wartości średniej w mierniku można zdemontować, uzyskując tym sposobem więcej miejsca na zamontowanie nowego modułu przetwornika "true RMS".

Sposób podłączenia modułu do cyfrowego miernika uniwersalnego typowej konstrukcji przedstawiono na rys. 7.



Rys. 7 Sposób podłączenia układu przetwornika do typowego miernika cyfrowego



Rys. 8 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Po zamontowaniu układu należy przeprowadzić skalowanie. W pierwszej kolejności przełączamy przetwornik na pomiar napięcia skutecznego. Do wejścia doprowadzamy napięcie sinusoidalne o wartości skutecznej 100 mV (amplituda 141 mV) dla układu MX 636 lub 1 V (amplituda 1,41 V) dla układu MX 536A. Następnie ustawiamy potencjometr R8 tak, aby miernik wskazywał poprawną wartość. Trochę więcej zabiegów będzie wymagało ustawienie i wyskalowanie wyjścia "dB". Po przełączeniu na zakres "dB" dołączamy do wejścia miernika napięcie o wartości skutecznej równej 1 V. Następnie potencjometrem R5 ustawiamy wskazanie 0.000 V. Teraz zmniejszamy napięcie wejściowe do 100 mV_{rms} i potencjometrem R9 ustawiamy wskazanie -20.00. Po tych czynnościach miernik jest gotowy do pracy. Po pewnym czasie w miarę zużywania się baterii, może okazać się konieczne przeprowadzenie korekty "ZERA dB" przy pomocy potencjometru R5.

Wykaz elementów

US1 – AD 536A, MX 536A (0÷7 V_{rms})
lub AD 636, MX 636 (0÷200 mV_{rms})

D1, D2, D3
D4, D5 – BAYP 95 (1N4148)
R6 – 680 Ω/0,125 W
R3, R4 – 20 kΩ/0,125 W
R5 – 24 kΩ/0,125 W
R1 – 47 kΩ/0,125 W
R2 – 1 MΩ/0,125 W
P3 – 470 Ω CT32 (dziesięcioobrotowy)
P2 – 47 kΩ CT32 (dziesięcioobrotowy)
P1 – 470 kΩ CT32 (dziesięcioobrotowy)
C1 – 22 nF/250 V MKSE-018-02
C2, C4 – 10 μF/16 V 04/U
C3 – 2,2 μF/16 V 04/U
C5 – 10 μF/16 V 196D tantalowy
WŁ1 – przełącznik bistabilny typu Isostat

plytka drukowana numer 223

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,36 zł (13.600 zł) + koszty wysyłki.

◇ Tomasz Kwiatkowski

Alarm samochodowy – wyjaśnienia i uzupełnienia

Opublikowany w numerze 6/95 i 7/95 alarm samochodowy z radiopowiadomieniem spotkał się z dużym zainteresowaniem Czytelników. Jak to bywa przy takich okazjach do redakcji wpłynęło wiele listów z pytaniami i opisami problemów które pojawiły się podczas uruchamiania układu. Poniższe wskazówki powinny być pomocne w uruchamianiu układu.

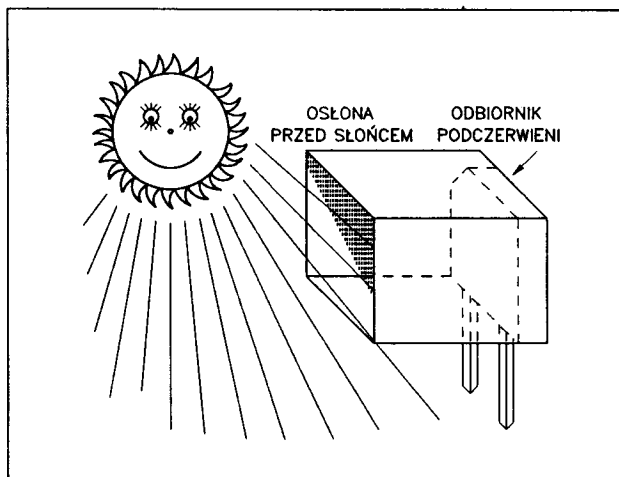
Pierwszą najczęściej spotykaną uwagą były problemy z nadajnikiem i odbiornikiem podczerwieni, oraz

układem kodera. Najczęstszą przyczyną kłopotów było światło słoneczne i żarowe, które zakłócało pracę odbiornika.

Światło słoneczne, zwłaszcza w czasie upalnego lata zawiera w swoim widmie promieniowanie podczerwone które może być przyczyną przesunięcia punktu pracy diody odbiorczej. Bezpośrednie padanie promieni słonecznych na odbiornik, zwłaszcza w samo południe może spowodować kłopoty z pracą reszty układu. Ograniczenie tego zjawiska możliwe jest przez zastosowanie diody odbiorczej posiadającej fabryczny filtr. Diody po

stronie czułej na promieniowanie mają obudowę prawie czarną, lub ciemnofioletową. Jeżeli nie posiadamy takiej diody jako filt możemy zastosować kawałek naświetlonego i wywołanego negatywu z filmu kolorowego do aparatu fotograficznego.

Polecanym rozwiązaniem jest także obudowanie diody odbiorczej, tak aby promienie słoneczne nie mogły padać bezpośrednio na diodę (rys. 1). Ważne jest przy tym, aby dioda była dobrze "widziana" przez diodę nadawczą pilota w pozycji z jakiej najczęściej włączany jest alarm.



Rys. 1 Obudowa odbiornika podczerwieni zabezpieczająca przed światłem słonecznym

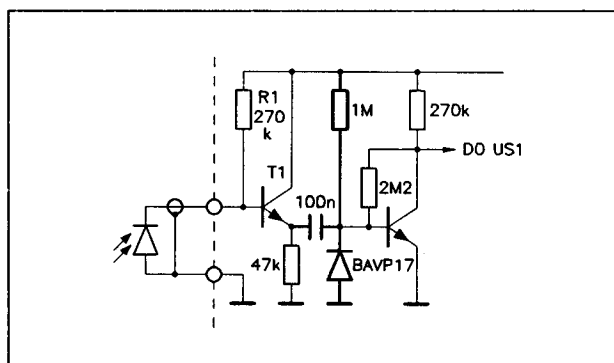
Kolejnym problemem związanym ze światłem tym razem promieniowanym przez żarówkę jest przydźwięk sieci. Opisany odbiornik nie posiada filtru pasmowego ograniczającego dolne częstotliwości odbieranych sygnałów. Światło żarowe odbierane jest przez oko jako światło o stałym natężeniu. W rzeczywistości jasność włókna żarówki ulega stosunkowo dużym zmianom w takt napięcia sieci energetycznej. Duża bezwładność cieplna włókna powoduje, że żarówka nie wygasa zupełnie, lecz strumień światła ulega znacznemu zmniejszeniu w chwili przechodzenia napięcia przez zero. Wszystko to powoduje, że dioda odbiorcza, nawet posiadająca fabryczny filtr optyczny odbiera pulsację światła o częstotliwości 100 Hz. Jest to typowy przydźwięk sieci wprowadzany do układu drogą optyczną. Przydźwięk ten jest na tyle silny, że powoduje zakłócenia w pracy dekodera.

Rozwiązanie tego problemu jest stosunkowo proste wystarczy uruchamiać urządzenie przy świetle dziennym.

Kolejną sprawą jest sprawdzenie przy pomocy omomierza rozkładu wyprowadzeń diody odbiorczej i nadawczej. Powstaje tu wiele pomyłek. Diody wlutowane odwrotnie niż podano to na schematach nie będą działały.

Jeżeli mimo powyższych wskazówek problemy z podczerwienią nie znikną proponuję niewielką zmianę w układzie odbiornika podczerwieni (rys. 2). Zmiana ulega wartość kondensatora C1 na 100 nF/100 V.

Można tu zastosować kondensator MKSE-022-a5. Oprócz tego dodatkowo wprowadzono diodę, zapobiegającą głębokiemu blokowaniu tranzystora T1. Dioda jest włączona zaporowo pomiędzy bazę i emiter tranzystora T1. Wprowadzono także dodatkowy rezystor o wartości 1 MΩ/0,125 W polaryzujący bazę tranzystora T1. Rezystor R2 można pozostawić, lub wylutować, lecz trzeba sprawdzić doświadczalnie, które rozwiązanie jest korzystniejsze (związane jest to z różnymi współczynnikami wzmocnienia prądowego tranzystorów). Dodatkowe elementy montuje się po stronie druku.



Rys. 2 Fragment schematu ideowego zmodyfikowanego odbiornika podczerwieni

Do zasilania pilota zastosowano baterię alkaliczną +12 V. Bateria ta posiada wyprowadzony biegun dodatni i ujemny, oraz metalową, polakierowaną obudowę. Należy zwrócić uwagę, aby metalowa obudowa nie wprowadzała zwarcia pomiędzy zaciskiem plusa i masy.

Kolejnym przypadkiem jest kłopot ze zdekodowaniem rozkazów. Przyczyny mogą być dwie. Pierwsza z nich jest banalna i polega na złym zaprogramowaniu wejść kodowych. Poniżej przedstawiam tabelę przykładowego zaprogramowania kodu. Nie polecam stosowania tego przykładu bez modyfikacji, gdyż może okazać się, że włączając alarm w naszym samochodzie nie chcący wyłączymy go w samochodzie sąsiada. Nie polecam także programowania typu: pierwsza nóżka do masy, druga w powietrzu, trzecia do plusa, czwarta do masy itd. Na ten sam pomysł wpadło już kilka osób.

Przy kodowaniu ważne jest zachowanie czystości przy połączeniach wolnych (nie podłączonych). Nie należy dotykać płytki spoconymi palcami, ani używać zbyt dużo kalafoni. Może to spowodować niekontrolowaną zmianę stanu wyprowadzenia.

W kilku listach opisano próbę sprawdzenia poprawności kodowania przez galwaniczne zwarcie wyjścia kodera w pilocie z wejściem dekodera w alarmie. Takie połączenie prowadzi do uszkodzenia układu dekodera w alarmie, a co ciekawe dekodery pracują wysyłając kod w przypadku włączenia alarmu, lecz układ jest już uszkodzony.

Próby prawidłowości programowania można przeprowadzić stosując się dokładnie do podanych poniżej wskazówek. W pilocie wyjąć baterię i prowizorycznie

zewrzeć włącznik WŁ1. Na płytce alarmu wylutować zworę łączącą kolektor T2 w nóżkę 16 dekodera (zwora ta jest umieszczona prostopadle do układu scalonego US1).

Tabela 1. Przykładowe zaprogramowanie układów pilota

numer wyprowadzenia	pilot	odbiornik	radiopowiadomienie
1	plus	plus	plus
2	plus	plus	plus
3	masa	masa	masa
4	wolne	wolne	wolne
5	plus	kolektor T6	masa
6	wolne	wolne	wolne
7	masa	masa	masa
8	masa	masa	masa
9	wolne	wolne	wolne
10	plus	plus	plus
11	plus	plus	plus
12	masa	kolektor T7	plus

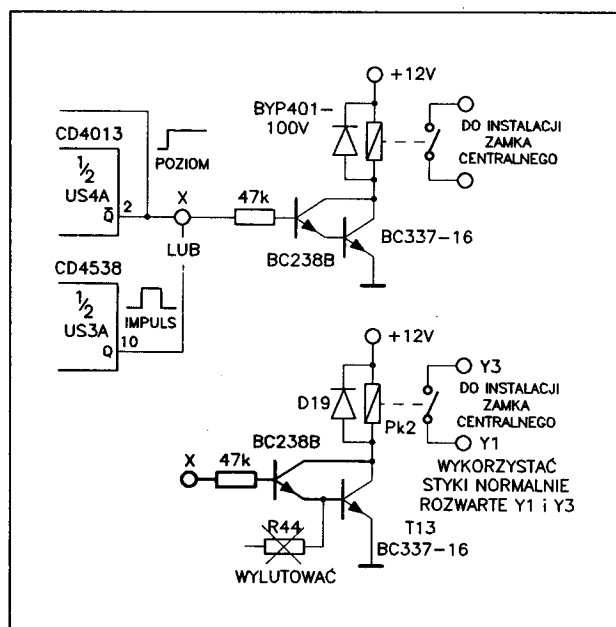
Nóżkę 16 dekodera połączyć z masą za pośrednictwem rezystora o wartości ok. $20 \div 47 \text{ k}\Omega$. Połączyć masy pilota i alarmu, połączyć wyjście kodera w pilocie (nóżka 17) z wejściem dekodera w alarmie (nóżka 16 US1). Doprowadzając teraz na chwilę zasilanie do pilota możemy sprawdzić, czy wyjście dekodera (nóżka 17 US1) w alarmie zmieniło stan z wysokiego na niski. Jeżeli tak to kodowanie przeprowadzono poprawnie.

Dla prawidłowej pracy kodera i dekodera ważne jest aby elementy generatora: R1 i C1 w pilocie, oraz R5 i C2 w alarmie, a także R22 i C13 w radiopowiadomieniu, miały tolerancję wykonania 5%.

Umocowanie czujnika wstrząsowego do płytki okazało się na tyle niefortunne, że w niektórych przypadkach, przy ustawionej dużej czułości, drgania wprowadzane przez przekaźniki przenoszone są na czujnik i powodują ciągłe wysyłanie sygnału alarmu. W takim przypadku należy zmniejszyć czułość układu wstrząsowego potencjometrem P1, lub zamontować czujnik w innym miejscu. Połączenie z płytką należy wykonać możliwie krótkim przewodem ekranowanym.

W nadajniku i odbiorniku radiopowiadomienia nie znaleziono żadnych błędów. Niemniej jednak zestrojenie układu wymaga cierpliwości i staranności. Cewkę nadajnika L1 i odbiornika L2 należy wykonać ściśle według rysunków umieszczonych na płytkach drukowanych. Trudności przy strojeniu może powodować zbyt duża pojemność trymera C1. Proponuję zastosowanie kondensatora o wartości ok. $3,3 \text{ pF}$ i strojeniu układu cewką nadajnika. Najbardziej jednak polecam zestrojenie nadajnika na częstotliwość 430 MHz korzystając z częstotliwościomierza z preskalarem, a następnie dostrojenie odbiornika do tej częstotliwości. Podczas strojenia nie wolno dotykać ręką żadnych elementów w nadajniku i odbiorniku. Wszelkie zmiany wymiaru cewek przeprowadzić powoli i delikatnie.

Na wyjściu komparatora US1 mogą pojawiać się oscylacje spowodowane zakłóceniami odbieranymi przez odbiornik. Jest to zjawisko normalne i nie powoduje zakłóceń w pracy układu.



Rys. 3 Schemat podłączenia centralnego zamka do alarmu

Pojawiły się także pytania, czy układ alarmu może zostać podłączony do układu zamka centralnego. Wprowadziłem w oryginalnym rozwiązaniu nie uwzględniłem takiej możliwości, ale na szczęście podłączenie centralnego zamka nie nastręcza żadnych trudności. Na rysunku 3 zamieszczono schemat przedstawiający sposób podłączenia. W zależności od sposobu sterowania zamkiem wykorzystuje się wyjście $\bar{Q}$ przerzutnika US4A, lub wyjście Q multiwibratora US3A. Podłączenie do wyjścia przerzutnika umożliwia sterowanie poziomem, czyli wysłanie stałego napięcia do układu zamka. Natomiast podłączenie do wyjścia multiwibratora pozwala na wysłanie impulsu (ok. 1 sek.). Elementem wykonawczym jest dodatkowy przekaźnik, dioda, dwa tranzystory i rezystor. Wszystkie te elementy można zamontować na uniwersalnej płytce drukowanej numer 050, lub 060.

Drugą możliwością sterowania zamkiem centralnym jest wykorzystanie przekaźnika Pk2 znajdującego się na płytce drukowanej alarmu. W tym celu należy wylutować rezystor R44, oraz zamontować dodatkowy tranzystor BC 238B, z rezystorem $47 \text{ k}\Omega$. Wejście X łączy się, w zależności od potrzeb, z wyjściem przerzutnika lub multiwibratora. W przekaźniku należy użyć styki normalnie rozwarne, a nie jak miało to miejsce w gdzie wykorzystano styki normalnie zwarte. Na płytce drukowanej alarmu błędnie opisano przekaźniki Pk1 i Pk2. Nie ma to żadnego znaczenia dla w pracy alarmu, ale może prowadzić do pomyłek przy podłączaniu centralnego zamka.

Zakłócenia i ich redukcja cz. 5

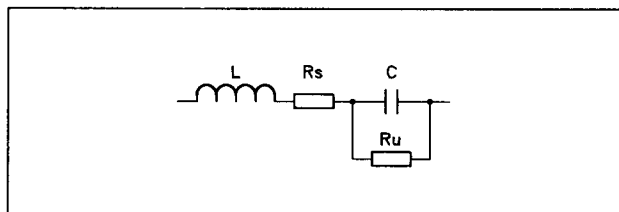
Właściwości elementów biernych

Część 5 cyklu jest właściwie wstępem do części 6 dotyczącej filtracji i odsprzęgania. Przy filtracji lub odsprzęganiu zakłóceń stosuje się elementy bierne i dokładne poznanie ich właściwości pozwoli na poprawne projektowanie i wykonywanie tego rodzaju układów. Przedstawione dalej właściwości elementów biernych mogą być przydatne także przy doborze elementów w innych układach.

Kondensatory

Idealem w przypadku elementów biernych byłoby, aby nie zmieniały swoich właściwości przy zmianach częstotliwości sygnału. Szczególnie istotne jest to w obliczu działania zakłóceń, których częstotliwości często znacznie odbiegają od częstotliwości sygnału. Na właściwości elementu wpływają: budowa i technologia wykonania (np. kondensatory zwijane, rurkowe, płytkowe – rezystory warstwowe, drutowe, objętościowe), rodzaj materiału dielektryka w kondensatorach czy warstwy rezystancyjne w rezystorach, długość wyprowadzeń itp. Właściwości elementów biernych przedstawia się w postaci tzw. schematów zastępczych uwzględniających oprócz parametru zasadniczego, parametry paraszytne (zmieniające jego właściwości).

Rzeczywisty kondensator zmienia swoje właściwości wraz z częstotliwością sygnału. Analizując przebieg impedancji kondensatora w funkcji częstotliwości osiąga ona minimum przy pewnej częstotliwości i następnie wzrasta. Do częstotliwości minimum impedancja posiada charakter pojemnościowy (idealnie powinna to być reaktancja pojemnościowa), powyżej charakter indukcyjny. Właściwości takie posiada szeregowy obwód rezonansowy i właśnie on może być wykorzystany przy tworzeniu schematu zastępczego kondensatora.



Rys. 1 Schemat zastępczy kondensatora

Zasadniczym parametrem kondensatora jest pojemność C . Indukcyjność L reprezentuje wypadkową indukcyjność kondensatora wynikającą z jego budowy i długości doprowadzeń. Większą indukcyjność posiadają kondensatory zwijane (elektrolityczne, papierowe, polistyrenowe) a mniejszą kondensatory płytkowe. Rezystancja R_s reprezentuje straty kondensatora, a rezystancja R_u upływność dielektryka. Obie te rezystancje zależą od materiału dielektryka.

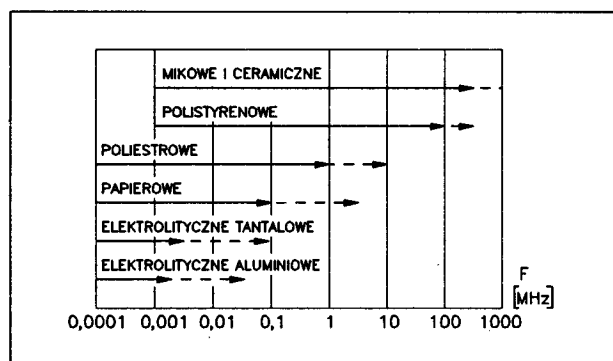
O maksymalnej częstotliwości wykorzystania kondensatora decydują jego pojemność i indukcyjność,

które określają częstotliwość rezonansu własnego kondensatora. Powyżej tej częstotliwości nie jest on już kondensatorem lecz indukcyjnością. Kondensator papierowy o pojemności 100 nF posiada rezonans własny przy częstotliwości około 2,5 MHz. W tabeli 1 podano częstotliwości rezonansu własnego płytkowych kondensatorów ceramicznych przy długości doprowadzeń 6 mm.

Tabela 1

Pojemność [pF]	Częstotliwość [MHz]
10 000	12
1 000	35
500	70
100	150
50	220
10	500

Technologia wykonania kondensatora i jego właściwości zależą najbardziej od materiału dielektryka. Na rys.2 przedstawiono zakresy częstotliwości stosowania kondensatorów o różnych rodzajach dielektryka.



Rys. 2 Orientacyjne zakresy częstotliwości stosowania różnych typów kondensatorów

Ograniczenie od strony małych częstotliwości wynika z największej praktycznie dostępnej pojemności dla danego typu kondensatora. Ograniczenie od strony wielkich częstotliwości jest związane z rezonansem własnym oraz ze wzrostem strat kondensatora. Linia ciągłą oznaczono zakres normalnego wykorzystania danego typu kondensatorów, a linią przerywaną dopuszczalny warunkowo (specjalne wykonania, pogorszenie właściwości).

Aluminiowe kondensatory elektrolityczne (02/E, 04/U, 61/L, 63/P) posiadają dużą indukcyjność i dużą rezystancję strat, która szybko rośnie wraz z częstotliwością. Nie powinny być stosowane przy częstotliwościach większych niż 25 kHz. Są one najczęściej stosowane do filtracji, odsprzęgania i jako kondensatory sprzęgające przy małych częstotliwościach. Chcąc użyć poszerzenie pasma częstotliwości np. obwodu filtrującego należy kondensator elektrolityczny zboczn-

kować kondensatorem o mniejszej pojemności i małej indukcyjności własnej (ceramicznym, płytkowym).

Kondensator elektrolityczny powinien pracować przy polaryzacji napięciem stałym, którego wartość powinna zawierać się w przedziale $0,5 \div 0,8$ napięcia znamionowego. Gdy kondensator elektrolityczny jest stosowany w obwodzie prądu zmiennego lub pulsującego prądu stałego, napięcie tętnień nie powinno przekraczać dopuszczalnej wartości określanej przez producenta. Po przekroczeniu następuje grzanie się kondensatora i w konsekwencji może wystąpić jego uszkodzenie.

Tantalowe kondensatory elektrolityczne (164D, 164P, 196D) mają mniejszą rezystancję strat i mniejszą indukcyjność dzięki czemu mogą być stosowane przy wyższych częstotliwościach. Są także bardziej stabilne w funkcji czasu i oddziaływania czynników zewnętrznych.

Kondensatory papierowe i poliestrowe (KL-MP, KP, KSE, MKSE) mają rezystancję strat znacznie mniejsze niż kondensatory elektrolityczne, jednak jako kondensatory zwijane posiadają dużą indukcyjność. Nieco mniejszą indukcyjność posiadają kondensatory z metalizowanej folii (MKSE). Stosowane są w zakresie częstotliwości do kilku MHz. Do grupy tej należy zaliczyć kondensatory polipropylenowe i poliwęglanowe (MKSP, MKSW), które posiadają jeszcze mniejszą rezystancję strat. Kondensatory papierowe i poliestrowe w specjalnym wykonaniu są najczęściej stosowane jako kondensatory przeciwzakłóceniuowe samochodowe.

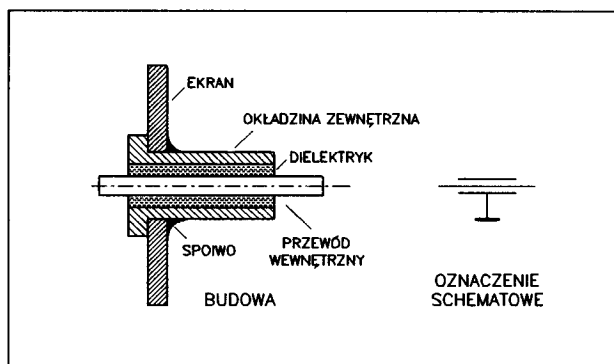
Kondensatory polistyrenowe (KSF) wykonywane są jako zwijane o stosunkowo małych pojemnościach. Posiadają małą rezystancję strat i charakteryzują się dużą stabilnością. Stosowane są z tego względu jako kondensatory w obwodach rezonansowych o częstotliwościach do kilkudziesięciu MHz. Specjalne wykonania bezindukcyjne umożliwiają ich wykorzystanie przy wyższych częstotliwościach.

Kondensatory mikowe i ceramiczne (KM, KCR, KCP) posiadają małą rezystancję strat i indukcyjność. Są to typowe kondensatory w.cz. stosowane do częstotliwości 500 a nawet więcej MHz. Przy tych częstotliwościach wyprowadzenia muszą być jak najkrótsze. Najlepiej zachowują się kondensatory do montażu powierzchniowego nie posiadające wyprowadzeń drutowych. Grupa kondensatorów ceramicznych z dielektrykiem ferroelektrycznym (KFP, KFPf) charakteryzujących się dużymi pojemnościami to kondensatory, które można stosować do częstotliwości kilkudziesięciu MHz. Ich poważną wadą jest duża wrażliwość na zmiany temperatury i zmiany napięcia polaryzującego.

Wniosek jaki można wysnuć z dotychczasowych rozważań jest taki, że żaden typ kondensatora nie zapewnia zadowalającej filtracji w szerokim paśmie częstotliwości. Aby uzyskać filtrację szerokopasmową niezbędne jest równoległe połączenie dwóch a nawet kilku kondensatorów różnego typu i o różnych pojemnościach.

Zdecydowane podwyższenie częstotliwości rezonansu własnego zapewnia kondensator przepustowy,

którego budowa i oznaczenie schematowe są przedstawione na rys. 3.

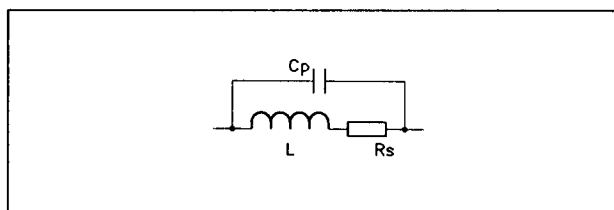


Rys. 3 Kondensator przepustowy

Kondensatory tego rodzaju stosowane są do filtracji, np. obwodów napięć zasilających ekranowanych układów wielkiej częstotliwości.

Cewki indukcyjne

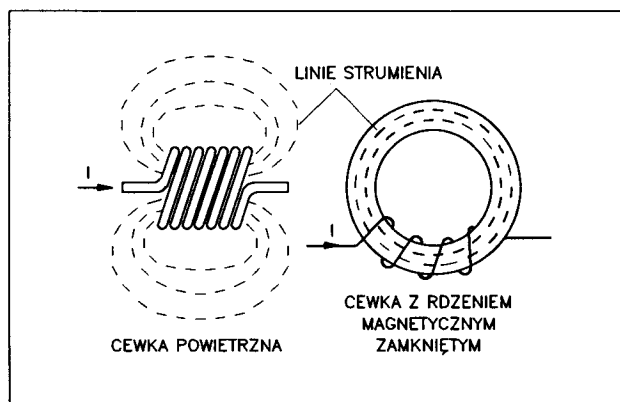
Cewki indukcyjne można podzielić ogólnie na dwie grupy: cewki powietrzne i cewki z rdzeniami magnetycznymi. Do pierwszej grupy należy zaliczyć cewki z rdzeniami z materiałów niemagnetycznych. Jak już zauważyliśmy wcześniej trudno liczyć na to aby cewka była elementem idealnym. Jej najważniejsze właściwości ujmuje schemat zastępczy przedstawiony na rys. 4.



Rys. 4 Schemat zastępczy cewki indukcyjnej

Zasadniczym parametrem cewki jest indukcyjność L . Rezystancja R_s reprezentuje straty w cewce (straty w przewodzie cewki i rdzeniu). Pojemność C_p wynika z pojemności doprowadzeń cewki i pojemności między zwojami. Schemat zastępczy cewki indukcyjnej to równoległy obwód rezonansowy. Częstotliwość rezonansowa tego obwodu wyznacza maksymalną częstotliwość przy jakiej może być stosowana cewka. Zmniejszenie pojemności własnej cewki można uzyskać przez specjalne nawinięcie cewki (uzwojenie krzyżowe, koszykowe i sekcyjne).

Ważną cechą cewek indukcyjnych jest ich wrażliwość na rozproszone pola magnetyczne (zakłócające). Jest ona ściśle związana z możliwością wytwarzania przez cewkę pola magnetycznego. Cewki powietrzne i cewki z otwartym rdzeniem magnetycznym mogą stanowić źródło zakłócającego pola magnetycznego. Cewki z zamkniętym rdzeniem magnetycznym mają bardzo małe zewnętrzne pole magnetyczne. Właściwości te ilustruje rys. 5.



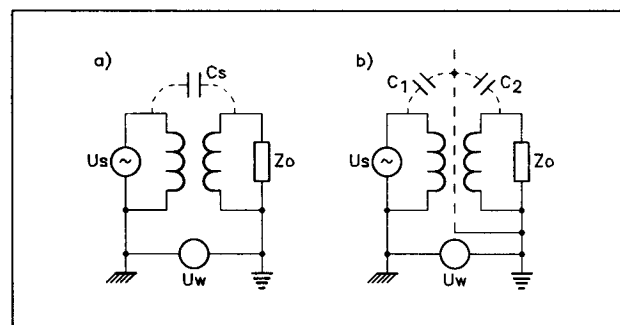
Rys. 5 Pola magnetyczne od cewek indukcyjnych

Skupianie zewnętrznych pól magnetycznych przez rdzenie magnetyczne powoduje, że cewki z rdzeniem magnetycznym są bardziej wrażliwe na zewnętrzne pole magnetyczne niż cewki powietrzne. Najbardziej wrażliwe są cewki z otwartym obwodem magnetycznym (antena ferrytowa).

Dla zmniejszenia promieniowanej przez cewkę energii lub dla zmniejszenia jej wrażliwości niezbędne jest często ekranowanie cewki. Ekran z materiału niemagnetycznego zapewnia przy wielkich częstotliwościach ekranowanie elektryczne i magnetyczne. Przy małych częstotliwościach niezbędne jest zastosowanie ekranu z materiału magnetycznego.

Transformatory

Dwie cewki indukcyjne sprzężone magnetycznie najczęściej za pośrednictwem rdzenia magnetycznego to transformator. W technice redukcji zakłóceń transformatory stosowane są do separacji obwodów. Rozważając obwody separacji traktowaliśmy transformator jako element idealny. Występująca między uzwojeniami transformatora pojemność powoduje przenikanie napięcia zakłóceń. Przenikanie można zmniejszyć przez zredukowanie pojemności. Do tego celu stosuje się uziemiony ekran elektrostatyczny między uzwojeniami. Ekranowanie uzwojeń transformatora separującego przedstawia rys. 6.



Rys. 6 Uziemiony ekran elektrostatyczny eliminuje sprzężenie pojemnościowe w transformatorze

Prawidłowo wykonany ekran nie wpływa na sprzężenie magnetyczne a redukuje sprzężenie pojemnościowe,

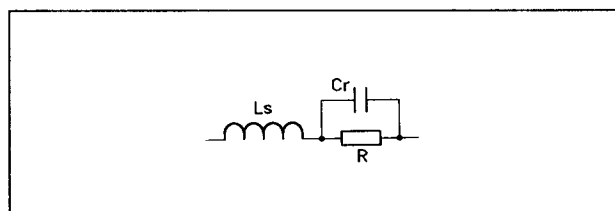
pod warunkiem że zostanie uziemiony. Ekran powinien być uziemiony w pobliżu obciążenia (wejścia wzmacniacza). Uziemienie ekranu w pobliżu źródła U_s spowoduje dalsze przenikanie zakłóceń przez pojemność C_2 . Tak więc transformator separujący z ekranem elektrostatycznym między uzwojeniami powinien być montowany w pobliżu obciążenia, dla skrócenia połączenia uziemiającego ekranu.

Rezystory

Można je podzielić na trzy podstawowe grupy:

- 1) drutowe,
- 2) warstwowe,
- 3) objętościowe.

Schemat zastępczy rezystora przedstawiono na rys. 7.



Rys. 7 Schemat zastępczy rezystora

Rezystancja R to zasadniczy parametr rezystora. Indukcyjność L_s zależna jest od sposobu wykonania rezystora i długości wyprowadzeń. Największą indukcyjność posiadają rezystory drutowe przypominające swym wykonaniem cewkę powietrzną, mniejszą rezystory warstwowe o spiralnie naciętej warstwie rezystancyjnej i najmniejszą rezystory objętościowe. Pojemność C_r to w zasadzie pojemność między wyprowadzeniami rezystora. Wszelkiego rodzaju kapturki stosowane przez producentów na zakończeniach rezystorów powodują zwiększenie pojemności. Pojemność ta wynosi od 0,1 do 1 pF, w zależności od wykonania rezystora. Jej wpływ objawia się jako bocznikowanie rezystancji przy wysokich częstotliwościach. Bocznikowanie będzie bardziej widoczne przy większych rezystancjach. Przykładowo impedancja rezystora węglowego 1 MΩ przy częstotliwości 500 kHz wynosi 560 kΩ i posiada charakter pojemnościowy. Wpływ indukcyjności rezystora zaznacza się dopiero przy bardzo dużych częstotliwościach.

Osobnym zagadnieniem dotyczącym rezystorów są szumy. Napięcie szumów wytwarzają wszystkie rezystory niezależnie od konstrukcji. Napięcie szumów składa się z tzw. szumów cieplnych, szumów śrutowych i szumów 1/f. Najmniejszymi szumami odznaczają się rezystory drutowe i warstwowe metalizowane. Wytwarzają one właściwie jedynie szumy cieplne. Największe szumy wytwarzają rezystory objętościowe. Przepływ prądu przez rezystor objętościowy powoduje powstanie dodatkowych szumów proporcjonalnych do prądu. Przy małych częstotliwościach będą to szumy 1/f, których napięcie maleje wraz z częstotliwością. Szumy wytwarzane przez rezystory warstwowe są dużo mniejsze niż szumy rezystorów objętościowych.

Rezystory zmienne wytwarzają szumy właściwe rezystorom stałym oraz dodatkowo szumy kontaktu suwaka. Te dodatkowe szumy są proporcjonalne do prądu płynącego przez rezystor i do wartości jego rezystancji. Chcąc uzyskać obniżenie szumów wprowadzanych przez potencjometr należy zmniejszyć płynący przez niego prąd i wybrać potencjometr o małej rezystancji.

Przewody

Zwykle nie rozpatruje się przewodów jako odrębnych elementów obwodu. Na pewno posiadają one jednak określoną rezystancję i ważną dla prądów zmiennych indukcyjność. Powoduje to, że punkty łączone przewodami nie posiadają tych samych potencjałów i na przewodach mogą indukować się zakłócenia. Przykładowo przewód o przekroju kołowym o średnicy 0,5 mm umieszczony na wysokości 0,5 cm nad ziemią posiadający rezystancję $0,84 \text{ m}\Omega/\text{cm}$ posiada indukcyjność 7 nH/cm . Nawet przy małych częstotliwościach przewód może mieć większą reaktancję indukcyjną niż rezystancję.

Indukcyjność przewodu zależy od jego odległości od ziemi i od średnicy przewodu. Indukcyjność przewodu wzrasta ze zwiększaniem odległości od ziemi i maleje ze wzrostem jego średnicy. Nie jest to jednak zależność liniowa a logarytmiczna i trudno jest uzyskać małe indukcyjności przez zwiększanie średnicy przewodu. Na indukcyjność własną wpływa także kształt przewodu – płaski przewód o przekroju prostokątnym ma mniejszą indukcyjność niż przewód okrągły. Mniejszą indukcyjność ma też pusta rurka niż przewód pełny.

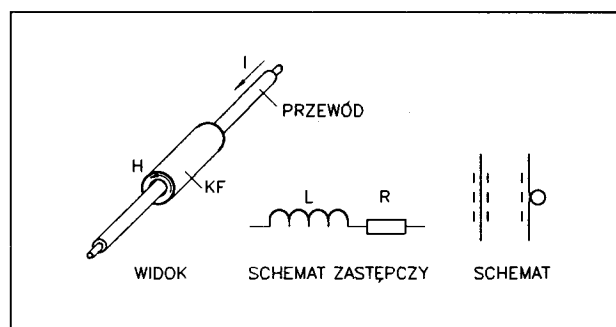
Rezystancja przewodu dla prądu stałego zależy od rodzaju materiału przewodu, przekroju i długości. Przekrój przewodu dobierany jest ze względu na dopuszczalny spadek napięcia lub dopuszczalną gęstość prądu. Przy większych częstotliwościach rezystancja przewodu wzrasta wskutek zjawiska naskórkowości. Ze wzrostem częstotliwości coraz większa część prądu płynie blisko powierzchni przewodu. Zmniejsza to efektywny przekrój przez jaki płynie prąd a więc wzrasta rezystancja przewodu. Zjawisko naskórkowości powoduje że rurka ma przy wielkich częstotliwościach taką samą rezystancję jak przewód pełny. Mniejszą rezystancję przy w.c.z. ma przewód o przekroju prostokątnym. Wynika to z większej długości obwodu zewnętrznego w odniesieniu do przewodu o przekroju kołowym.

Ponieważ przewód prostokątny ma mniejszą rezystancję dla prądu zmiennego i mniejszą indukcyjność niż przewód okrągły jest lepszy przy wielkich częstotliwościach. Płaskie taśmy lub opłoty są powszechnie stosowane jako przewody uziemienia.

Koraliki ferrytowe

Dość powszechnie w nowoczesnych urządzeniach elektronicznych (łącznie z komputerami i ich urządzeniami towarzyszącymi) stosowane są rdzenie ferrytowe z otworem montowane na odcinku przewodu lub wyprowadzeniu elementu. Popularnie nazywane są kora-

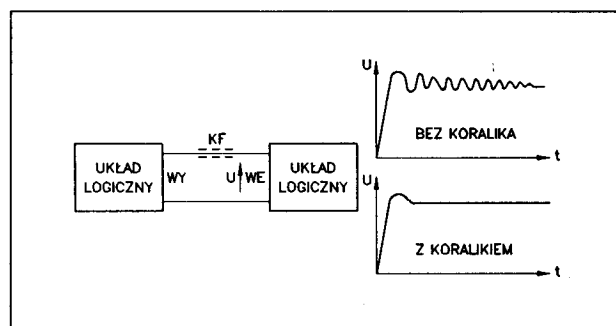
likami ferrytowymi. Zapewniają one w prosty sposób wprowadzanie strat prądów wielkich częstotliwości bez wpływu na prądy małej częstotliwości i prąd stały. Skuteczne działanie koralików rozpoczyna się od częstotliwości powyżej 1 MHz. Stosowane są do odsprężania, tłumienia oscylacji pasożytniczych i ekranowania przy w.c.z. Widok koralika ferrytowego, jego schemat zastępczy i oznaczenie schematowe pokazano na rys. 8.



Rys. 8 Koralik ferrytowy (KF) na przewodzie

Założenie koralika ferrytowego na przewód powoduje wzrost indukcyjności przewodu L i straty prądu określone rezystancją R. Jest to więc indukcyjność bez pojemności pasożytniczej. Właściwości koralika charakteryzuje przebieg impedancji przewodu z koralikiem w funkcji częstotliwości. Jeżeli moduł impedancji w szerokim zakresie częstotliwości nie zmienia się taki koralik nazywany jest rezystancyjnym. Jeżeli moduł impedancji rośnie wraz z częstotliwością mamy do czynienia z koralikiem indukcyjnym. W pierwszym przypadku przeważa składowa R, a w drugim składowa L. Impedancja jednego koralika jest ograniczona do około 100Ω i dlatego skuteczne działanie koralika jest możliwe jedynie w obwodach o małej impedancji (zasilanie, wzmacniacze mocy, układy przetwarzające). Można stosować kilka koralików, lecz jeśli dwa lub trzy nie pomagają nie ma sensu stosowanie dodatkowych.

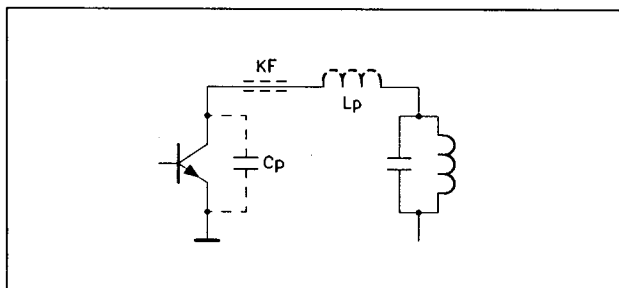
Na rys. 9 przedstawiono wykorzystanie koralika ferrytowego do tłumienia oscylacji powstających w linii transmisyjnej łączącej szybkie układy logiczne.



Rys. 9 Tłumienie oscylacji w linii transmisyjnej

Przykładem takiego zastosowania jest np. połączenie klawiatury z mikrokomputerem, połączenie monitora z kartą graficzną. Brak koralika spowoduje powstanie oscylacji, które mogą przekłamywać przekazywaną

informację. Jego zastosowanie zdecydowanie zmniejsza możliwość powstania błędu.



Rys. 10 Tłumienie oscylacji pasożytniczych wzmacniacza w.cz.

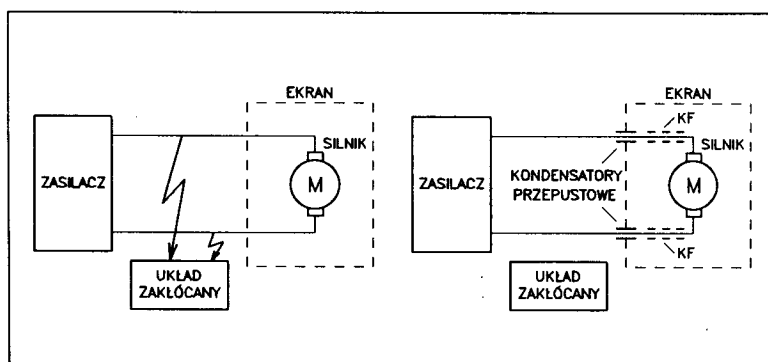
Kolejne zastosowanie to tłumienie oscylacji pasożytniczych wzmacniacza w.cz. przedstawione na rys. 10.

Indukcyjność pasożytnicza L_p doprowadzeń i pojemność pasożytnicza C_p mogą być przyczyną wzbudze-

nia drgań w.cz. w obwodzie wzmacniacza w.cz. Wprowadzenie koralika ferrytowego rozstraja obwód drgań i wprowadza do niego straty dając efekt stłumienia drgań. Przykładem zastosowania są wzmacniacze mocy klasy C, ale także wzmacniacze w.cz. odbiorników radiowych. Pewne jest, że koralik ferrytowy znajdziemy w stopniu wyjściowym odchyłania poziomego odbiornika telewizyjnego.

Inne zastosowanie koralików to tłumienie zakłóceń pochodzących np. od komutatora silnika prądu stałego przedstawione na rys. 11.

Zakłócenia impulsowe od komutatora posiadają szerokie widmo częstotliwości i przewodzone przewodami zasilającymi wypromieniowują energię zakłócając obwody o niskim poziomie sygnału. Zastosowanie koralików ferrytowych i kondensatorów przepustowych zapobiega przewodzeniu składowych o wyższych częstotliwościach i znacznie zmniejsza poziom emitowanych zakłóceń.



Rys. 11 Eliminacja zakłóceń od silnika prądu stałego

Jednocześnie nie ulegają pogorszeniu warunki rozruchu silnika.

Koraliki ferrytowe z uwagi na charakter indukcyjny nie mogą być stosowane wszędzie. W niektórych układach mogą same stać się powodem wystąpienia rezonansów i oscylacji. Dlatego przy ich stosowaniu należy dokładnie sprawdzić efekty a szczególnie brak efektów negatywnych. Pomimo tego najczęściej jest to najprostszy i tani środek redukcji zakłóceń i niepożądanych oscylacji.

◇ R. K.

Modyfikacja alarmu samochodowego z kodem cyfrowym

Zostawienie samochodu bez opieki pod domem wiąże się dziś z wielkim ryzykiem. Złodzieje kradną samochody jakie chcą i kiedy chcą. Za taki stan rzeczy wyłączną winę ponoszą kolejne ekipy rządzące naszym krajem. Tymczasem sytuacja taka sprzyja wszystkim producentom autoalarmów i wszelkiej maści zabezpieczeń przed kradzieżą. Wielu z naszych Czytelników ma swój własny pogląd na alarmy samochodowe, sposoby zabezpieczeń i realizowane funkcje dlatego też przedstawiamy modyfikację "starego" bo opublikowanego w numerze 4/92 Praktycznego Elektronika alarmu z kodem cyfrowym.

Trzy lata temu zbudowałem i zamontowałem w swoim samochodzie opisany w Praktycznym Elektroniku. Alarm sprawuje się dobrze, czego najlepszym dowodem jest to, że jeszcze nie ukradziono mi samochodu. Po przeczytaniu artykułu zamieszczonego w PE

6/95 postanowiłem zmodyfikować swój alarm, zastępując klawiaturę pilotem. Nawiązałem także kontakt z redakcją proponując opracowanie takiej modyfikacji na podstawie powyższego artykułu. Opracowałem wersję odbiornika umożliwiającą sterowanie starym alarmem. Świadomie zrezygnowałem z układu radiopowiadomienia, gdyż wymagałoby to dużych przeróbek, których chciałem uniknąć.

Na rysunku 1 zamieszczono schemat ideowy odbiornika. Część zawierająca odbiornik, wzmacniacz podczerwieni, oraz dekodery UM 3758-120A jest identyczna z opisaną w PE 6/95 (przyp. red. zmieniono polaryzację tranzystora T2 i wartość kondensatora). Z wyjścia dekodera (nóżka 17) sygnał skierowany został bezpośrednio do przerzutnika D 4013 (US2). Zastosowanie układu czasowego uznałem za niepotrzebne, gdyż włączanie i wyłączanie alarmu odbywa się z niewielkiej odległości. W związku z tym nie grozi zanik odbioru i niekontrolowana zmiana stanów na wyjściu układu UM 3758-120A.

Kolejne dwa połączenia to doprowadzenie masy i zasilania które najlepiej jest także poprowadzić z alarmu.

Takie połączenie alarmu i dekodera pozwala, przy wykorzystaniu pilota opisanego w PE 6/95 na zdalne włączanie i wyłączenie alarmu. Zlikwidowano przy tym zwłokę czasową niezbędną na opuszczenie samochodu po włączeniu alarmu z klawiatury (za zwłokę odpowiedzialne były elementy które wymontowano z płytki). Przy sterowaniu alarmu z pilota można także wyeliminować zwłokę w zadziałaniu alarmu po otwarciu drzwi wejściowych. W tym celu wystarczy zewrzeć ze sobą wejścia A i B alarmu.

Innym sposobem połączenia odbiornika z alarmem z kodem cyfrowym jest pozostawienie układu alarmu bez zmian, a wykonanie połączenia takiego jak pokazano na schemacie ideowym (konieczne jest wtedy zamontowanie wszystkich elementów pokazanych na schemacie). Tak skonfigurowany alarm umożliwia oprócz podstawowych funkcji wyłączenie zwłoki czasowej w uruchomieniu alarmu po otwarciu drzwi w samochodzie, przy pomocy pilota. Chcąc zastosować taką opcję, na płytce drukowanej wykonuje się kroplą cyny zworę łączącą wyjście Q przerzutnika z rezystorem R7 (prostokątne pola pod układem US2 po stronie druku).

Jeszcze innym rozwiązaniem jest zdublowanie alarmu z kodem cyfrowym. Układ zamieszczony na rys.1 może pracować jako dodatkowy, niezależny od alarmu immobilizer. Przy tej opcji należy połączyć wyjście $\bar{Q}$ przerzutnika D z rezystorem R7 przy pomocy kropli cyny (prostokątne pola pod układem US2 po stronie druku). Styki robocze przekaźnika włącza się w szereg z przewodem prowadzącym ze stacyjki do rozrusznika. Po włączeniu alarmu wyjście $\bar{Q}$ przyjmie stan niski wyłączając przekaźnik i przerywając obwód rozruchu silnika. Przy wyłączonym alarmie styki będą zwarte i obwód będzie zamknięty umożliwiając zapalenie silnika. Zwarcie styków sygnalizowane jest zapaleniem się diody D3.

Takie rozwiązanie jest bezpieczniejsze niż przerywanie obwodu zapłonowego. W razie awarii układu będziemy mieli najwyższej problemy z uruchomieniem silnika.

Na płytce drukowanej zastosowano nowy układ ścieżek pod przekaźniki, zawierający wiele otworów umieszczonych w rastrze 2,54 mm. Powinno to ułatwić montaż praktycznie dowolnego typu przekaźnika.

Wykaz elementów

US1	– UM 3758-120A
US2	– CD 4013
T1, T2, T4	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T3, T4	– BC 337-25
D1	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D2	– BZP 683 C5V6
D3	– LED kolor świecenia czerwony
D4	– BVP 401-50÷1000 (1N4001÷4007)
ODB1	– dioda odbiorcza podczerwieni typ dowolny z filtrem optycznym
R8	– 1,2 k Ω /0,125 W
R6	– 5,1 k Ω /0,125 W
R2, R7	– 47 k Ω /0,125 W
R5	– 100 k Ω /0,125 W/5%
R1, R4	– 270 k Ω /0,125 W
R3	– 1 M Ω /0,125 W
C2	– 120 pF/63 V/5% KSF-020-ZM
C3	– 47 nF/32 V KFP
C1	– 100 nF/63 V MKSE-022-a5
C4	– 22 μ F/16 V 04/U
Pk1	– RM 82P/12 V
płytką drukowaną numer 218	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,27 zł (12.700 zł) + koszty wysyłki.

◇ Krzysztof Sobczak

Dokończenie tekstu ze str. 2

Tabela 2. Rodzaje pracy układu 4541

Wejścia				Rodzaj pracy
A_r	M_r	$S_{Q/\bar{Q}}$	MODE	
1	0	X	X	Zmniejszony pobór mocy
0	0	X	X	Automatyczne zerowanie po włączeniu napięcia zasilania
X	1	X	X	Wyzerowanie licznika, zatrzymanie pracy wewnętrznego generatora
X	0	X	1	Praca astabilna, układ dzieli częstotliwość generatora przez 2^n
X	0	1	0	Praca monostabilna, po zliczeniu 2^{n-1} impulsów zmienia się stan wyjścia układu z 1 na 0
X	0	0	0	Praca monostabilna, po zliczeniu 2^{n-1} impulsów zmienia się stan wyjścia układu z 0 na 1
X	połączone z wyjściem układu	0	X	Praca astabilna, układ generuje krótkie impulsy dodatnie ($T = 1 \mu s$) ze współczynnikiem podziału 2^{n-1}

X – stan dowolny

Ciąg dalszy w następnym numerze.



Dla krótkofalowców, użytkowników CB i UKF-owców:

POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 942.

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz.
Cena: 1520 zł.



STEROWNIKI MIKROPROCESOROWE

1. Kolorowych tablic świetlnych z płynącymi napisami, dźwiękiem i klawiaturą;
2. Transceivera DIGITAL 942;
3. Do transceiverów z p.cz. 9 MHz (np. SP 5 WW) – właściwości sterowania jak w DIGITAL 942 (między innymi: syntezerem SAA 1057 i cyfrową skalą);
4. klucza elektronowego (Praktyczny Elektronik 5 i 6/93).

Sterowniki ze schematami aplikacyjnymi i instrukcjami obsługi. Ceny 150÷170 zł.



SUPER NOWOŚĆ DLA RADIOAMATORÓW!

Zestawy do samodzielnego montażu transceiverów DIGITAL 942.

W skład zestawu wchodzi: uruchomiony sterownik mikroprocesorowy, płytki drukowane, komplet dokumentacji (razem z instrukcją uruchamiania), komplet cewek, elementy nietypowe. Cena zestawu podstawowego – 350 zł.



SUPER NOWOŚĆ!

w związku z pojawieniem się na rynku różnego rodzaju urządzeń podsłuchowych, proponujemy:

WYKRYWACZE wszelkich radiowych urządzeń podsłuchowych.

- mieszczą się w dłoni
- lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu
- zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz)
- absolutna prostota obsługi – jeden przycisk
- przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam...
- cena promocyjna 85 zł!
- dla sklepów radiowych, sklepów CB, sklepów z zabezpieczeniami – ceny negocjowane.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel/fax 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

Końcówki mocy m.cz., uruchomione
płytki zasilaczy stabilizowanych
informacje (0-50) Tel/Fax 32-81-81

Sprzedam wobuloskop do 1250 MHz
tel. 57-16-20 Wrocław

Sprzedam Wykrywacz PI, rozróżniający
metale, orientacyjnie określający
głębokość tel. 19-88-33 Łódź

SAM WYKONASZ OBWODY DRUKOWANE

Zestaw (laminat, wytrawiacz, instrukcja)
cena 3,30 zł + opłaty pocztowe.

Płatne za zaliczeniem pocztowym.

Oferuję sam laminat jedno- i dwustronny.

Chłerek żelazowy i pisaki do wykonania
obwodów drukowanych. Katalog bezpłatnie.

Pracownia Elektroniczna
skr. poczt. 344, 90-950 Łódź - 1

zawsze aktualne!

AKUSTYCY

PŁYTY, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Miksery, wzmacniacze, reduktory szumu,
słuchawki bezprzewodowe, efekty: Lesley
echo, distort, fuzz, wibrator, karaoke,
syntezatory gitarowe i klawiszowe, samplery,
korektory video, zdalne sterowanie zestawów
analizatory widma, testery magnetofonów itp.

Ponad 300 propozycji w nowej ofercie.

ZAWSZE AKTUALNE, OKAZYJNE CENY
NOWY KATALOG - KOPERTA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCŁAW 17 Skr. Poczt. 1625

Bezpośrednio do domu,
niezawodne i terminowe dostawy
Praktycznego Elektronika
zapewni prenumerata.
Warunki prenumeraty i blankiety wpłat
zamieszczane są w środku numerów
2, 5, 8, 11 i 12.
Pamiętaj, pomyśl o tym już dziś.